

Diseño de Resonadores de Múltiples Conductores
de Anillo Abierto con Respuesta Multi-Banda Asimétrica
en Frecuencia en Aplicaciones de Filtros y Antenas

Patricia Raquel Castillo Aranibar

en cumplimiento parcial de los requisitos para el grado de Doctor en
Doctorado Interuniversitario en Multimedia y Comunicaciones

Universidad Carlos III de Madrid

Directores:

Dr. Daniel Segovia Vargas

Dr. Alejandro García Lampérez

Dr. Daniel Segovia Vargas

Enero 2019

Todos los derechos reservados.

*“ El conocimiento no es una vasija que se llena,
sino un fuego que se enciende.”*

Plutarco.

AGRADECIMIENTOS

El trabajo de esta tesis no habría sido posible sin la colaboración de otras personas a quienes quiero agradecer profundamente.

En primer lugar quiero agradecer a mis directores, Daniel y Alejandro, por la ayuda y apoyo incondicional que siempre me han brindado durante todo este tiempo. Su aporte y consejo ha sido imprescindibles en la realización de esta tesis.

Quiero agradecer a mi esposo Renzo y a mis hijas, Luciana y Rafaela, por su paciencia y amor, demostrados durante todo este tiempo. A mis padres y hermano por el apoyo y ánimo que siempre me han dado.

Gracias a mis estudiantes, a mis colegas y a las autoridades de la Universidad Católica San Pablo, por todo el apoyo que siempre me han dado y por el voto de confianza.

Gracias a Dios por la vida y todas las bendiciones recibidas.

CONTENIDOS PUBLICADOS Y PRESENTADOS

1. P. Castillo-Araníbar, A. García-Lampérez, D. Segovia Vargas (2018). Split Ring Resonators with Unequal Rings and Controllable Asymmetric Response. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. Rol: Autor. En proceso de revisión. Incluido totalmente en la tesis. Capítulos 2 y 3. Todo material de esta fuente incluido en la tesis está señalado por medios tipográficos y una referencia explícita.
2. E. Garcia, A. Rivera-Lavado, K. Abdelmalak, P. Castillo-Araníbar, D. Segovia Vargas, D. Gonzalez-Ovejero, F. Vandijk, S. Hisatake, T. Nagatsuma, E. Brown, G. Carpintero. (2018). Photonic-based Integrated Sources and Antenna Arrays for Broadband Wireless Links in Terahertz Communications. *Semiconductor Science and Technology*. Rol: Co-Autor. Artículo aceptado. Incluido parcialmente en la tesis. Capítulo 3. Todo material de esta fuente incluido en la tesis está señalado por medios tipográficos y una referencia explícita.
3. P. Castillo-Araníbar, A. García-Lampérez, L. E. Garcia-Muñoz, D. Segovia Vargas (2018). Dual Band-Pass Filter Based on Split Ring Resonators with Controlled Asymmetric Response. *Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Rol: Autor. En proceso de revisión. Incluido totalmente en la tesis. Capítulo 3. Todo material de esta fuente incluido en la tesis está señalado por medios tipográficos y una referencia explícita.
4. P. Castillo-Araníbar, A. García-Lampérez, D. Segovia Vargas (2018). Omnidirectional Compact Dual-Band Antenna based on Split Ring Resonators with Bandwidth Control for WLAN and WiMAX Applications. *Progress In Electromagnetics Research PIER M*. Vol. 67, 157-167, 2018. Rol: Autor. DOI: 10.2528/PIERM17052202 URL: <http://www.jpier.org/PIERM/pier.php?paper=17052202> Incluido totalmente en la tesis. Capítulo 4. Todo material de esta fuente incluido en la tesis está señalado por medios tipográficos y una referencia explícita.
5. P. Castillo-Araníbar, A. García-Lampérez, D. Segovia Vargas (2018). A Microwave Sensor Based on Split Ring Resonator with Dual Resonance for Dielectric Characterization of Liquids *IEEE Sensors Journal*. Rol: Autor. En proceso de revisión. Incluido totalmente en la tesis. Capítulo 4. Todo material de esta fuente incluido en la tesis está señalado por medios tipográficos y una referencia explícita.

OTROS MÉRITOS DE INVESTIGACIÓN

1. A. Nuñez-Flores, P. Castillo-Araníbar, A. García-Lampérez, D. Segovia Vargas (2018). Design and Implementation of a Submersible Split Ring Resonator Based Sensor for Pisco Concentration Measurements *2nd IEEE MTT-S Latin America Microwave Conference 2018*, 12-14 Diciembre, Arequipa, Perú. Artículo aceptado.
2. P. Castillo-Araníbar, P. Rodriguez-Postigo, A. García-Lampérez, D. Segovia Vargas (2013). Compacted Triplexer with Open Ring Resonators as Microstrip Trisection Bandpass Filters for Asymmetric Response *Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC), SBMO/IEEE MTT-S International*, pp. 1 – 5, Rio de Janeiro, Brazil.
3. P. Rodriguez-Postigo, P. Castillo-Araníbar (2013). Design and simulation of triplexer for mobile communications using trisection resonators filters. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, APSURSI*, Orlando, FL; USA.
4. P. Castillo-Araníbar, M. Molina Álvarez, R. Martínez Aguilar (2012). Evaluation of a Balanced Antipodal Vivaldi Antenna Behavior. *4th IEEE Latin American Conference on Communications LATINCOM*, Cuenca, Ecuador.
5. P. Castillo-Araníbar, L. Cuellar Díaz, X. Villavicencio Peralta, D. Flor Guzmán (2012). Análisis y Modelamiento de Antena Receptora Patch Microstrip para Sistema GPS *XIX Congreso Nacional de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de Sistemas y Ramas Afines, Intercon* , Lima, Perú.
6. P. Castillo-Araníbar, A. Ticona Carcausto, C. del Carpio Rojas (2012). Diseño de Antena Fractal Cuadrada para 5.8 GHz *XIX Congreso Nacional de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de Sistemas y Ramas Afines*, Lima, Perú.
7. P. Castillo-Araníbar, A. García-Lampérez, D. Segovia Vargas (2012). Síntesis de Filtros Multibanda Compuestos por Resonadores de Anillo Partido *Revista especializada en Ingeniería Electrónica Electro I+D*, vol. 1 No. 1, Arequipa, Perú.
8. P. Castillo-Araníbar, A. García-Lampérez, D. Segovia- Vargas, M. Salazar-Palma and S. Barbin (2011). Multiple split-ring resonators for tri-band filter with asymmetric response. *Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC), SBMO/IEEE MTT-S International*, pp 75–78, Natal, Brazil. DOI: 10.1109/IMOC.2011.6169307

9. P. Castillo-Araníbar, A. García-Lampérez, D. Segovia Vargas, F. Aznar-Ballesta, M. Salazar-Palma (2011). Resonadores múltiples de anillo partido para filtros de banda triple con respuesta asimétrica. *XXVI Simposio de la URSI (Unión Científica Internacional de Radio)*, Madrid, España.
10. L. Bejarano, P. Castillo-Araníbar (2011). Diseño de diplexer para UMTS utilizando tecnología microstrip *XVIII Congreso Internacional de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, Sistemas y Ramas Afines INTERCON*, Lima, Perú.
11. P. Castillo-Araníbar, A. García-Lampérez, D. Segovia-Vargas, M. Salazar-Palma (2010). Design of a compact diplexer for multisystem DAS solutions. *II Congreso Nacional de Telecomunicaciones (IEEE CONATEL 2010)*, Arequipa, Perú.

RESUMEN

Existe un gran interés en Resonadores de Anillo Abierto (SRRs, *Split Ring Resonators*) en el diseño de novedosos circuitos microondas como antenas, filtros y sensores. Los SRRs han sido usados principalmente en el diseño de metamateriales, sin embargo, su aplicación se ha extendido a diversos dispositivos por su característica auto-resonante, su fácil fabricación y la posibilidad de realizar estructuras compactas. Por éstas características se propone su uso en circuitos microondas, lo que es complejo de lograr en diseños de circuitos convencionales.

Los SRRs han sido estudiados en gran detalle durante las últimas décadas. Esta tesis investiga el uso de los resonadores de anillo abierto en el diseño de circuitos en microondas con tecnología microstrip (filtros, antenas y sensores). Estos resonadores son analizados con un modelo de líneas de transmisión acopladas con diferentes longitudes.

De modo que se ha realizado una síntesis de los SRR para lograr el control de su respuesta de resonancia. Se ha desarrollado un algoritmo que permite el control de la respuesta asimétrica en frecuencia del resonador, esta respuesta asimétrica es utilizada en el diseño de las aplicaciones propuestas en este trabajo.

Para lograr esta propuesta se ha realizado el análisis de un resonador de anillos concéntricos de lazo abierto, que son representados como múltiples líneas conductoras paralelas acopladas de diferentes longitudes. El cálculo de la matriz impedancia de circuito abierto que representa al resonador ha permitido hallar las distribuciones de corriente y voltaje del resonador. Mediante estas señales es posible enfocarse en la energía almacenada en los anillos conductores del SRR que dan información sobre la respuesta en frecuencia y los anchos de banda de las resonancias a través de su factor de calidad.

Para verificar el control de los anchos de banda obtenido en el algoritmo propuesto, se han diseñado aplicaciones específicas. Un filtro de doble banda eliminada, que consiste en cuatro resonadores SRR acoplados a una línea de alimentación cuya relación de ancho de banda es 1:2. Dos filtros pasabanda de banda dual, cuya relación entre sus anchos de banda son 1:2 y 2:1, para demostrar que el control del SRR se mantiene en el proceso de diseño de los filtros. Se ha diseñado además, una antena compacta de doble banda para aplicaciones inalámbricas para WLAN y WiMax, con el fin de poder integrar estos dos estándares de comunicación en un mismo sistema. Finalmente, se ha realizado el diseño de un sensor SRR en microondas de doble resonancia para poder medir las propiedades dieléctricas de líquidos.

ABSTRACT

There is great interest about SRR in the design of novel microwave circuits such as antennas, filters and sensors. The SRRs have been used in the design of meta-materials. However, its application has been extended to several devices due to its self-resonant characteristic, easy manufacture process and the possibility of designing compact structures. These properties make the SRR attractive for microwave circuits, which is quite complex to achieve in conventional circuit designs.

SRRs have been deeply studied over the last few decades. This thesis investigates the use of open ring resonators in the design of planar microwave circuits (filters, antennas and sensors). Resonators in microwave technology are represented with a coupled transmission line model of different lengths.

A synthesis of the SRR is realized to achieve control of their resonance response. The proposed algorithm has been developed to control the asymmetric frequency response of the resonator. This asymmetric response is used to design the proposed applications.

A resonator formed by concentric open loop rings, that are considered as multiple coupled transmission lines of different lengths. An open circuit impedance matrix is used to represent the coupled transmission lines and to calculate the voltage and current distributions. The stored energy of each ring resonator is calculated from these signals in order to related it with the quality factor of the resonances to provide information about the frequency response and the bandwidths of the obtained resonances.

To verify the bandwidth control of the proposed algorithm specific applications have been designed, a dual notch filter based in four SRRs coupled to a feed line, which bandwidth ratio is 1:2. Two dual-band filters with a bandwidth ratio of 1:2 and 2:1, to determine that the bandwidth control is maintained in the design filter process. A compact dual-band antenna has been designed for wireless applications for WLAN and WiMax, to integrate two communication standards in the same system, a solution for this problem is the selection of multiple frequency bands to enable the application of different standards at near frequencies. Finally, the design of a SRR sensor in microwave of double resonance has been realized to perform the dielectric characterization of liquids.

Índice general

Índice de figuras	XXIII
Índice de tablas	XXVIII
Glosario	XXXII
1. Introducción	1
1.1. Antecedentes	1
1.2. Resonadores de Anillo Abierto	3
1.3. Control de Ancho de Banda con Resonadores de Anillo Abierto	9
1.4. Objetivos	10
1.5. Estructura del documento	11
2. Análisis de un resonador de múltiples conductores	13
2.1. Análisis de un resonador de múltiples conductores	14
2.1.1. Resonador de anillos de longitudes iguales	14
2.1.1.1. Modelo de medio resonador	14
2.1.1.2. Cálculo de frecuencias de resonancia	20

2.1.1.3.	Distribución de corrientes en el resonador	21
2.1.2.	Resonador de anillos de diferentes longitudes	26
2.1.2.1.	Modelo de medio resonador	26
2.1.2.2.	Cálculo de frecuencias de resonancia	31
2.1.3.	Distribución de corrientes en el resonador	32
2.1.4.	Cálculo del factor de calidad externo y la energía electromagnética almacenada de un resonador	38
2.1.4.1.	Análisis del modelo equivalente con elementos concentrados del resonador SRR	44
2.1.4.2.	Análisis del modelo de elementos distribuidos de un resonador SRR	48
2.2.	Acoplamientos del resonador	49
2.2.1.	Acoplamiento externo del resonador	49
2.2.2.	Acoplamiento interno del resonador	50
2.3.	Proceso de Diseño	51
2.4.	Diseño de resonadores con diferente razón de ancho de banda BWR	55
2.4.1.	Resonador de anillo abierto con razón de ancho de banda BWR 1:1	55
2.4.2.	Resonador de anillo abierto con razón de ancho de banda BWR 1:2	60
2.4.3.	Resonador de anillo abierto con razón de ancho de banda BWR 2:1	63
2.5.	Conclusiones	70
3.	Filtros de microondas de doble banda con SRR	71
3.1.	Introducción	72

3.1.1.	Conceptos básicos y definiciones	72
3.1.2.	Filtros de doble banda	75
3.2.	Método de diseño de filtros de doble banda	77
3.2.1.	Transformación de frecuencia	78
3.2.2.	Cálculo de la matriz de acoplamiento	81
3.2.3.	Transformación paso bajo a paso banda	83
3.2.4.	Transformación del bloque de segundo orden a SRR	84
3.3.	Aplicación del diseño de filtros de doble banda con control de ancho de banda	85
3.3.1.	Filtro de Doble Banda con BWR 1:2	87
3.3.2.	Filtro de Doble Banda con BWR 2:1	93
3.3.3.	Filtro de Doble Banda Eliminada con BWR 1:2	99
3.4.	Conclusiones	105
4.	Otras Aplicaciones de SRR de Doble Banda: Antenas Omnidirec- cionales y Sensores	107
4.1.	Introducción	108
4.2.	Diseño de una Antena Compacta Omnidireccional de Doble Banda basada en SRR para WLAN y WiMax	111
4.2.1.	Propiedades básicas de antenas	111
4.2.2.	Diseño de antena	113
4.2.2.1.	Diseño del SRR	114
4.2.2.2.	Diseño del radiador SRR	115
4.2.3.	Resultados y discusiones	117

4.3. Sensores en microondas basados en SRR	123
4.3.1. Propiedades básicas de sensores	126
4.3.2. Diseño de sensores	127
4.4. Sensitividad de los sensores	130
4.4.1. Diseño del sensor basado en SRR de doble resonancia	131
4.4.2. Resultados y discusiones	140
4.5. Conclusiones	148
5. Conclusiones: Contribuciones y Trabajos Futuros	151
5.1. Conclusiones y Contribuciones	151
5.2. Trabajos Futuros	154
A. Formulación vectorial de voltaje y corriente de un SRR de longitudes iguales	155
B. Distribución de voltaje una línea de transmisión de longitudes iguales	157
C. Matrices de impedancia en cascada	159
D. Distribución de voltaje una línea de transmisión de longitudes diferentes	163
E. Cálculo de $i_1(l_1)$ e $i_2(l_c)$ en función de $i_1(l_0)$ y $i_2(l_2)$	167
Bibliografía	169

Índice de figuras

1.1. Esquema de una estación transmisora/receptora de un sistema de comunicaciones.	2
1.2. Métodos de acoplamiento entre resonadores (a) acoplamiento eléctrico, (b) acoplamiento magnético, (c) acoplamiento mixto.	5
1.3. Métodos de acoplamiento externo de un anillo (a) bajo acoplamiento, (b) bajo acoplamiento adaptado, (c) acoplamiento mejorado, (d) acoplamiento anular, (e) conexión directa, (f) acoplamiento lateral.	6
1.4. Topologías correspondientes (a) SRR, (b) C-SRR, (c) NB-SRR, (d) D-SRR, (e) SR, (f) DSR.	7
1.5. Circuito equivalente de un SRR.	8
2.1. Diseño físico de resonador de anillos múltiples.	15
2.2. Modelo basado en dos secciones idénticas de líneas de transmisión de múltiples conductores.	15
2.3. Generalización de línea de transmisión de múltiples conductores de $(n + 1)$ conductores (incluyendo el plano de tierra), con definiciones de voltajes y corrientes.	16
2.4. Sección de línea de transmisión de múltiples conductores (a) y medio resonador resultante (b). Terminales pares en (b) están siempre en la derecha, terminales impares a la izquierda. El ejemplo corresponde a n par.	19

2.5. Sección de línea de transmisión de dos conductores para modelo de medio resonador con circuito abierto en cada conductor.	20
2.6. Determinante de la matriz de impedancia de circuito abierto \mathbf{Z} de una línea de transmisión de dos conductores vs. frecuencia.	21
2.7. Determinante de la matriz de impedancia de circuito abierto \mathbf{Z} vs. frecuencia de una línea de transmisión de (a) tres conductores y (b) cuatro conductores.	22
2.8. Distribución de la longitud a lo largo de un anillo resonador.	24
2.9. Ejemplo de medio resonador de longitudes iguales.	25
2.10. Distribución de corriente en un SRR en la primera frecuencia de resonancia.	25
2.11. Distribución de corriente de un SRR en la segunda frecuencia de resonancia.	25
2.12. Modelo basado en dos secciones idénticas de líneas de transmisión de múltiples conductores.	27
2.13. Sección de línea de transmisión de dos conductores correspondientes a medio resonador, dividida en subsecciones.	28
2.14. Determinante de la matriz de impedancia de circuito abierto \mathbf{Z} vs. frecuencia, línea roja: SRR con longitudes iguales; línea azul: SRR con longitudes diferentes, determinante de la matriz \mathbf{Z} en función de la frecuencia.	32
2.15. Línea de transmisión de un sólo conductor.	33
2.16. Línea de transmisión de dos conductores.	34
2.17. Distribución de corriente en un SRR del modelo de medio resonador (línea azul: anillo externo; línea roja: anillo interno), simulación electromagnética (línea punteada negra: anillo externo; línea punteada magenta: anillo interno), (a) en primera resonancia, (b) en segunda resonancia.	39
2.18. Resonador pasabanda LC en paralelo.	40

2.19. SRR con línea de alimentación acoplada.	42
2.20. Prototipo de elementos concentrados de un resonador de banda dual. El rectángulo sólido representa un inversor de admitancia.	45
2.21. Cálculo del factor de calidad externo (Q_{ext}).	48
2.22. Diagrama de flujo del proceso de diseño.	54
2.23. Respuesta de parámetros S_{21} y S_{11} simulados y medidos del prototipo con BWR 1:1.	59
2.24. Diseño del resonador SRR de banda doble con BWR 1:1	60
2.25. Prototipos SRR implementados (desde arriba hacia abajo) BWR 2:1, BWR 1:2, BWR 1:1	60
2.26. Diseño del resonador SRR de banda doble con BWR 1:2	63
2.27. Respuesta de parámetros S_{21} y S_{11} simulados y medidos del prototipo con BWR 1:2.	64
2.28. Diseño del resonador SRR de banda doble con BWR 2:1	67
2.29. Respuesta de parámetros S_{21} y S_{11} simulados y medidos del prototipo con BWR 2:1.	68
3.1. Especificaciones de la respuesta en frecuencia de banda dual.	80
3.2. Diagrama de nodos y acoplamientos del prototipo de doble banda. Líneas: acoplamientos, puntos negros: resonadores, puntos blancos: puertos.	82
3.3. Comparación de la respuesta en frecuencia del prototipo con BWR 1:2. Modelo de matriz de acoplamiento vs. simulación EM sin pérdidas.	88
3.4. Diseño del prototipo pasabanda de doble banda con BWR 1:2. (di- mensiones en mm)	92
3.5. Prototipo fabricado de filtro pasabanda de doble banda con BWR 1:2.	92
3.6. Resultados de medición (líneas sólidas) y simulación (línea discontinua roja: Ansys HFSS) del prototipo BWR 1:2.	93

3.7. Comparación de la respuesta en frecuencia del prototipo con BWR 2:1. Modelo de matriz de acoplamiento vs. simulación EM sin pérdidas.	95
3.8. Diseño del prototipo pasabanda de doble banda con BWR 2:1. (dimensiones en mm)	97
3.9. Prototipo fabricado del filtro pasabanda de doble banda con BWR 2:1.	97
3.10. Resultados medidos (línea negra) y simulados (línea discontinua roja: Ansys HFSS) del prototipo con BWR 2:1.	98
3.11. Topología de acoplamiento del filtro de doble banda eliminada, nodos negros: resonadores, nodos blancos numerados: nodos no-resonantes.	100
3.12. Respuesta en frecuencia del filtro de doble banda eliminada. (a) S_{21} , (b) S_{11} and S_{22} .	101
3.13. Diseño del prototipo de doble banda eliminada con BWR 1:2.	103
3.14. Filtro de doble banda eliminada con BWR 1:2 implementado.	103
4.1. Diseño del SRR.	115
4.2. Geometría de la antena del diseño propuesto (a) capa superior, (b) capa de stripline de ranura, (c) capa inferior.	118
4.3. Distribución de corriente superficial de la antena de doble banda. (a) 2,45 GHz, (a) 3,5 GHz.	119
4.4. Antena fabricada basada en SRR.	121
4.5. Respuesta en frecuencia de simulación y medición de la antena basada en SRR, coeficiente de reflexión S_{11} (dB).	121
4.6. Diagrama de radiación simulado y medido de la antena propuesta (a) Primera frecuencia de resonancia, (b) segunda frecuencia de resonancia.	122
4.7. Simulación y medición de la ganancia de la antena propuesta para ambas frecuencias de resonancia 2,44 GHz y 3,5 GHz.	122
4.8. Comparación de sensibilidad de las resonancias del sensor (a) Primera resonancia, (b) Segunda resonancia.	132

4.9. Comparación de sensibilidad del factor Q del sensor (a) Q_1 (b) Q_2 . . .	133
4.10. Comparación de los cambio relativos de $f_{r,rel}$ y Q_{rel} para ambas resonancias del sensor basado en SRR con BWR 1:2.	135
4.11. Diseño del sensor (Dimensiones en mm).	138
4.12. Comparación de la distribución de corriente en los anillos del sensor: simulación del algoritmo propuesto (línea azul: conductor externo, línea roja: conductor interno) y simulación EM (línea negra punto guión: conductor externo, línea magenta punto guión: conductor interno). (a) Primera resonancia, corrientes en sentido opuesto (b) Segunda resonancia, corrientes en el mismo sentido.	139
4.13. Sensor SRR construido.	141
4.14. Respuesta en aire del sensor propuesto con BWR 1:2. (a) Pérdidas de retorno, (b) Respuesta de fase	142
4.15. Medidas del sensor en diferentes concentraciones de pisco. (a) Pérdidas de retorno, (b) Respuesta de fase (c) Retraso de grupo.	143
4.16. Medidas del sensor en diferentes concentraciones de vino. (a) Pérdidas de retorno, (b) Respuesta de fase (c) Retraso de grupo.	144
4.17. Caracterización dieléctrica de pisco. (a) Constante Dieléctrica, (b) Tangente de pérdidas	146
4.18. Caracterización dieléctrica de vino. (a) Constante Dieléctrica, (b) Tangente de pérdidas	147
C.1. Conexión de matrices \mathbf{Z}_A y \mathbf{Z}_B en cascada	160

Índice de tablas

2.1. Parámetros de diseño del resonador SRR con BWR 1:1	55
2.2. Parámetros primarios distribuidos del modelo de medio resonador . .	55
2.3. Parámetros de diseño del BWR 1:1 en función de la energía almace- nada en el SRR	56
2.4. Parámetros de diseño del BWR en términos de la pendiente de sus- ceptancia	58
2.5. Comparación entre respuestas simulada y medida del prototipo con BWR 1:1.	59
2.6. Parámetros geométricos del SRR con BWR 1:1	61
2.7. Parámetros de diseño del resonador SRR con BWR 1:2	61
2.8. Parámetros primarios distribuidos del modelo de medio resonador . .	61
2.9. Parámetros de diseño del BWR 1:2 en función de la energía almace- nada en el SRR	62
2.10. Parámetros de diseño del BWR en términos de la pendiente de sus- ceptancia	63
2.11. Parámetros geométricos del SRR con BWR 1:2	64
2.12. Comparación entre respuestas simulada y medida del prototipo con BWR 1:2.	64
2.13. Parámetros de diseño del resonador SRR con BWR 2:1	65

2.14. Parámetros primarios distribuidos del modelo de medio resonador . .	65
2.15. Parámetros de diseño del BWR 2:1 en función de la energía almacenada en el SRR	66
2.16. Parámetros de diseño del BWR en términos de la pendiente de susceptancia	67
2.17. Parámetros geométricos de los SRRs	67
2.18. Comparación entre respuestas simulada y medida del prototipo con BWR 2:1.	68
2.19. Parámetro BWR de los tres resonadores propuestos.	69
3.1. Especificaciones de los prototipos	87
3.2. Parámetros primarios distribuidos de las secciones del modelo de SRR para BWR 1:2	90
3.3. Parámetros de diseño del resonador con BWR 1:2	91
3.4. Resultados de simulación y medición del filtro pasabanda de doble banda con BWR 1:2	94
3.5. Parámetros primarios distribuidos del modelo de medio resonador . .	95
3.6. Parámetros de diseños del resonador con BWR 2:1	96
3.7. Resultados de simulación y medición del filtro de doble banda con BWR 2:1	99
3.8. Comparación de los valores de Q_u de diferentes resonadores	99
3.9. Comparación de filtros pasabanda de doble banda	100
3.10. Coeficientes de acoplamiento del filtro de doble banda eliminada. . . .	102
3.11. Frecuencias de resonancia.	102
3.12. Dimensiones físicas del filtro de doble banda eliminada (en mm). . . .	103
3.13. Resultados de simulación y medición del filtro de doble banda eliminada.	104

4.1. Parámetros de impedancia del SRR.	116
4.2. Comparación de antenas multibanda existentes	120
4.3. Parámetros distribuidos de la sección de medio SRR	136
4.4. Parámetros de diseño del SRR con BWR 1:2	137

Glosario

β	Coeficiente de acoplamiento
Q_e	External quality factor
Q_L	Loaded quality factor
Q_u	Unloaded quality factor
\mathbf{Z}	Open Circuit Impedance Matrix
aSRR	asymmetric Split Ring Resonator
BWR	Bandwidth Ratio
C-SRR	Complementary Split Ring Resonator
CCSA	China Communications Standards Association
D-SRR	Double Split Ring Resonator
DSR	Double Spiral Resonator
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IIoT	Industrial IoT
IL	Insertion Loss
IoT	Internet-of-Things
LUT	Liquid Under Test
MUT	Material Under Test
NB-SRR	Nonbianisotropic Split Ring Resonator

RFID Radio Frequency Identification

RL Return Loss

SIR Stepped impedance resonator

SR Spiral Resonator

SRR Split Ring Resonator

sSRR symmetric Split Ring Resonator

UNB Ultra Narrow Band

VNA Vector Network Analyzer

Capítulo 1

Introducción

1.1. Antecedentes

Los sistemas modernos de comunicación requieren altas velocidades de transmisión y una mayor capacidad. Además, usan de forma eficiente el espectro de frecuencia al integrar más de un estándar de comunicación en un solo sistema, por este motivo, necesitan una banda de frecuencia más amplia o en su defecto múltiples bandas, y una tecnología superior para obtener alta calidad y multiplexación en la señal [Bha13].

El desarrollo de aplicaciones de los sistemas de comunicaciones ha incrementado el rendimiento requerido de todos sus componentes y sub-sistemas.

Por otro lado, la escasez del espectro de frecuencia disponible para los sistemas de comunicación inalámbrica ha puesto nuevas demandas en procesamiento de señal y filtrado con el fin de maximizar el uso eficiente del espectro. Por lo tanto, es imperativo que los sistemas de comunicaciones optimicen el uso del ancho de banda disponible [CMK07].

Una forma de cumplir con estos requisitos es mediante el control de las características de comunicación de una manera más precisa posible. Este control debe aplicarse a distintas etapas del sistema como por ejemplo, filtrado, multiplexación, detección, antenas, etc, como se observa en la figura 1.1.

Para asegurar la flexibilidad y robustez del sistema, es necesario que los componentes que controlan la frecuencia sean flexibles y robustos.

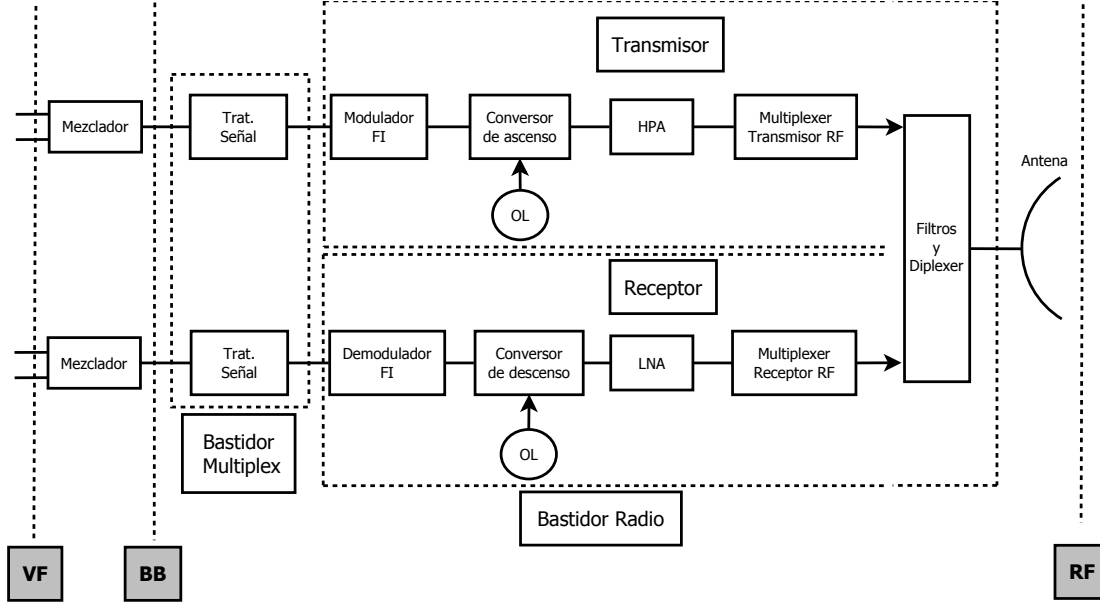


Figura 1.1: Esquema de una estación transmisora/receptora de un sistema de comunicaciones.

La estructura básica elemental presente en los circuitos de microondas es el resonador. Un tipo de resonador bastante estudiado y utilizado en la última década es el conformado por anillos resonadores acoplados entre sí (*SRR Split Ring Resonator*).

Esta estructura ofrece diversos grados de libertad en el control de las características de transmisión, por lo que es muy utilizada en múltiples estructuras de microondas, como filtros, antenas y sensores, ya que proveen de gran flexibilidad al circuito microondas [Bae05].

Los SRRs han sido propuestos como resonadores en muchas aplicaciones como filtros multibandas-bandas [AB12], [KNA04] y [RMG03], donde se utilizan para darle compacidad y alta selectividad al filtro. En [SP16] los usan en antenas para crear una banda de rechazo asimétrico al lograr excitar los resonadores. En [KMM⁺15] se usa los SRR en una antena para obtener una respuesta multi-banda. Una última aplicación surge en el campo del sensado y de la detección, al medir el desplazamiento de la resonancia del SRR en un entorno distinto [TTDY14].

Con el fin de encontrar posibles nuevas prestaciones en las aplicaciones anteriores es necesario focalizar la atención en el método de análisis y en los resultados que de él se deriven. Así, en [Lam07] se investiga la característica compacta que se logra

debido a la resonancia fundamental apareciendo a frecuencias menores que las de un resonador de anillo abierto con las mismas dimensiones (efecto de sub-longitud de onda). Esto sucede por la fuerte interacción entre los anillos conductores que constituyen el SRR, y que se comporta como un par de resonadores sobreacoplados con dos resonancias diferenciadas [GLSP06].

Una característica importante del SRR es su respuesta multibanda, que estudia Lampérez en [Lam07], donde el acoplamiento entre anillos determina la separación entre las resonancias con lo que se obtiene el control del circuito resonante.

Este trabajo se enfoca en el estudio y la mejora de las prestaciones de los resonadores SRR y sus aplicaciones en los sub-sistemas de comunicación tales como filtros, antenas, sensores, entre otros. Se pretende lograr el control del uso del espectro de frecuencia a través del comportamiento de los resonadores de anillo abierto, este control se realiza mediante la ubicación de las frecuencias de resonancia, y sus respectivos anchos de banda. En este contexto, se obtiene el control de la respuesta en frecuencia de los resonadores mediante las características propias del resonador, tales como la energía electromagnética almacenada en los anillos del resonador y el factor de calidad en cada una de sus resonancias.

1.2. Resonadores de Anillo Abierto

Los resonadores de anillo abierto en tecnología microstrip fueron propuestos por primera vez por P. Troughton en 1969 para mediciones de velocidad de fase y de características de dispersión de una línea de transmisión en microstrip [Tro69].

En los siguientes años la mayoría de las aplicaciones se concentraron en realizar mediciones de las características de las discontinuidades de las líneas de microstrip. Sofisticados análisis se han desarrollado para obtener un modelo preciso para la predicción de un resonador [Wol72].

Desde hace varios años se propone la utilización de anillos resonadores en aplicaciones como antenas, para mejorar la respuesta fundamental [Din06], o mejorar las características multibanda como en [JRO13]. Además permiten obtener compacidad en la estructura [MAF⁺10a].

El uso de este tipo de resonadores en los circuitos permite obtener para mejorar las características de ancho de banda de filtros pasabanda [SZ07]. También se aplican en el diseño de filtros multibanda con distintos tipos de resonadores acoplados [SZ05],

[WWS07] y resonadores combinados como en [CYLX06a] y [MM08].

En algunos circuitos microondas, como osciladores, se han usado anillos resonadores como osciladores debido a su respuesta de banda eliminada con un alto factor de calidad [ML13].

Además, se vienen utilizando los SRR en sensores mediante el análisis de su factor de calidad y respuesta en frecuencia [AZR⁺17].

En [PXQ15] y [FTW⁺16] se han analizado anillos resonadores aplicados en guías de onda coplanar y líneas ranuradas puesto que brindan a la estructura propiedades únicas y un excelente rendimiento.

Un anillo resonador es un circuito simple, su estructura soporta ondas que tienen un múltiplo entero de la longitud de onda guiada. El circuito es muy sencillo y de fácil construcción.

Cada resonador de un solo anillo abierto se puede analizar como una línea de transmisión que forma un lazo abierto. Esto es esencialmente un resonador de media longitud de onda. En un resonador de un solo anillo el máximo acoplamiento eléctrico ocurre en el espacio entre los extremos del anillo de modo que el máximo acoplamiento magnético ocurre en el lado opuesto al máximo campo eléctrico. Cuando se desea acoplar dos o más anillos, es necesario tener en cuenta que existen tres tipos básicos de acoplamiento los cuales provienen de las diferentes orientaciones de los anillos resonadores abiertos separados por una distancia.

Un máximo acoplamiento eléctrico en un solo resonador ocurre en los extremos de la apertura, mientras que el máximo acoplamiento magnético ocurre en el lado opuesto del campo eléctrico máximo. Esto sucede porque los campos eléctricos/magnéticos en los bordes son más fuertes que en los lados donde las distribuciones de campo eléctrico y magnético son más fuertes [HL04].

El acoplamiento eléctrico máximo ocurre cuando las aperturas de los resonadores se colocan lado a lado como se observa en la figura 1.2(a).

De forma similar, el máximo acoplamiento magnético se obtiene si los lados opuestos del resonador se colocan lado a lado como se ve en la figura 1.2(b).

Finalmente, cuando los resonadores se colocan como en la figura 1.2(c), se obtienen ambos acoplamientos, eléctrico y magnético, fuertes, este tipo de acoplamiento se denomina mixto.

En la figura 1.2 se muestran resonadores cuadrados con las esquinas curvadas, ya que estas estructuras geométricas presentan un mejor acoplamiento que los resonadores de forma circular.

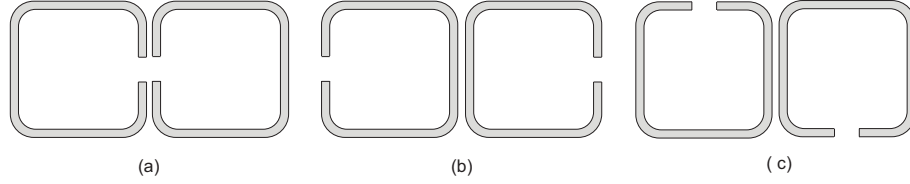


Figura 1.2: Métodos de acoplamiento entre resonadores (a) acoplamiento eléctrico, (b) acoplamiento magnético, (c) acoplamiento mixto.

Por otro lado, la eficiencia de acoplamiento entre un anillo resonador y la línea de alimentación microstrip afecta directamente la frecuencia de resonancia y el factor de calidad del circuito Q . Escoger un adecuado acoplamiento para una determinada aplicación es muy importante [HC91], [CH04].

En [HC91] se han clasificado los tipos de acoplamiento para un anillo resonador:

1. En la figura 1.3(a) se muestra un acoplamiento bajo [WK71], es el acoplamiento con menos perturbaciones y se usa en aplicaciones de resonadores con alto factor Q , aunque presenta una alta pérdida de inserción debido a su pequeña área efectiva de acoplamiento [CH04], [GC94]. Una variación que se propone para incrementar la energía de acoplamiento es mediante un pequeño brazo de acoplamiento adaptado que se muestra en la figura 1.3(b) [GG90].
2. El acoplamiento se puede mejorar, como muestra la figura 1.3(c), mediante la inserción de la línea de alimentación en el anillo resonador [CH04], [GC94]. Este tipo de acoplamiento se usa para incrementar el contorno del acoplamiento, pero el factor de calidad Q del resonador se degrada ligeramente. Al partir el anillo se forman dos resonadores lineales con cierta curvatura, por lo que se denomina acoplamiento quasi-lineal.
3. En la figura 1.3(d) se muestra el acoplamiento anular, es el que obtiene la mayor energía de acoplamiento. La longitud de acoplamiento se diseña en función de dos ángulos del anillo, que son θ_{in} y θ_{out} , mientras mayor sea la longitud del acoplamiento la energía se incrementará.
4. La figura 1.3(e) muestra un acoplamiento de conexión directa es usada en anillos híbridos. Este tipo de acoplamiento es comúnmente usado en acopladores [Pon61].
5. En [LF94] se desarrolla un acoplamiento lateral, con este tipo de acoplamiento se observa la existencia de dos picos de resonancia muy cercanos debido a los modos de acoplamiento par e impar. La introducción de una separación

apropiada mantiene las características de resonancia de los modos en posiciones deseadas. Este tipo de acoplamiento se muestra en la figura 1.3(f).

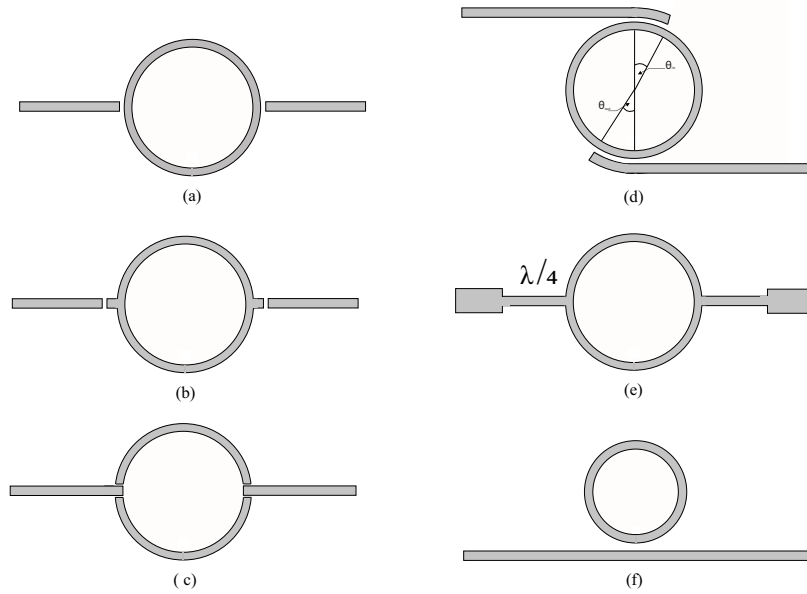


Figura 1.3: Métodos de acoplamiento externo de un anillo (a) bajo acoplamiento, (b) bajo acoplamiento adaptado, (c) acoplamiento mejorado, (d) acoplamiento anular, (e) conexión directa, (f) acoplamiento lateral.

Con algunas variaciones se pueden crear circuitos mucho más complejos modificando su comportamiento, por ejemplo si se corta una abertura, si se añaden muescas, integrando dos o más anillos en cascada, si se añaden múltiples líneas de entrada y de salida, van resultando nuevas estructuras resonantes [HL04].

Una de estas modificaciones originan los SRR que se observan en la figura 1.4, en la mayoría de los casos, buscan tratar de conseguir un control más específico de las bandas de paso o de rechazo de la estructura de comunicaciones en cuestión.

La figura 1.4(a) muestra la topología básica de un SRR. Puede considerársele como un dipolo magnético resonante que es excitado por un campo magnético axial [MMMM03]. En la figura 1.4(b) se observa un anillo resonador complementario (C-SRR *Complementary Split Ring Resonator*), esencialmente se comporta como un dipolo eléctrico que puede ser excitado por un campo eléctrico axial [BBM⁺04].

En la figura 1.4(c) se observa un anillo resonador no bianisotrópico (NB-SRR *Nonbianisotropic Split Ring Resonator*), es una leve modificación de la topología del SRR, el cual muestra una simetría de rotación de 180° en el plano del anillo, como

consecuencia de esta simetría el efecto de polarización cruzada se anula en el NB-SRR [BBM⁺04].

En la figura 1.4(d) se observa un doble anillo resonador (D-SRR *Double Split Ring Resonator*). Presenta también la simetría anterior y de la misma forma no presenta polarización cruzada, además la frecuencia de resonancia es el doble de la de un SRR del mismo tamaño.

Finalmente, en la figura 1.4(e) se observa un resonador en espiral (SR *Spiral Resonator*) [BMMM04]. Y en la figura 1.4(f) el resonador de doble espiral (DSR *Double Spiral Resonator*) [BMMM04]. Ambos proporcionan una reducción de la frecuencia de resonancia comparados con el SRR.

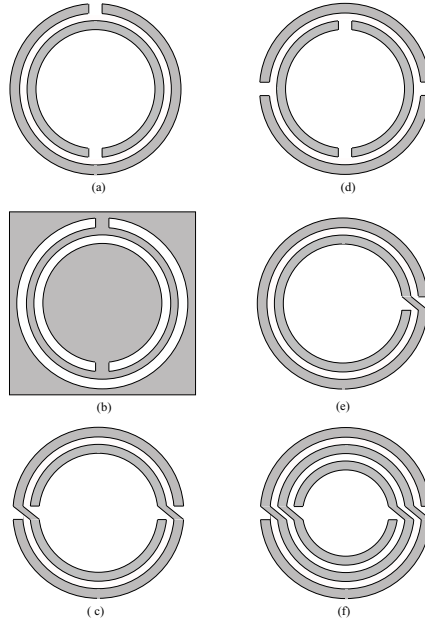


Figura 1.4: Topologías correspondientes (a) SRR, (b) C-SRR, (c) NB-SRR, (d) D-SRR, (e) SR, (f) DSR.

Las propiedades electromagnéticas de los SRRs han sido analizadas en [MMMM03] y [MMREI02]. En este análisis se explica que el SRR puede ser considerado como un dipolo magnético resonante y que es excitado por un campo magnético axial. Cuando esto ocurre, el SRR se comporta como un resonador LC.

Si al SRR se aplica un campo electromagnético con frecuencia angular ω de forma perpendicular al resonador, las corrientes inducidas fluyen a lo largo de los anillos. Según el autor en [MMMM03], las corrientes pasan de un anillo al otro debido a la

peculiar geometría de los anillos, a sus aperturas y la capacitancia distribuída entre los conductores. De este modo la corriente recorre el circuito eléctrico equivalente que está formado por elementos inductivos y capacitivos [BCB⁺12].

Como resultado del comportamiento del SRR ante la presencia de un campo electromagnético perpendicular, resulta útil hacer el modelado de un resonador con un circuito equivalente donde cada anillo es un circuito resonante LC. Para representar el circuito eléctrico equivalente de los anillos resonadores, se ha empleado un circuito resonador LC, como en [MMS11], [BBM⁺05] y [MMMM03]. En este trabajo se utiliza el mismo principio resonante LC, sin embargo, se incluye un elemento inversor de admitancia como en [GLSP06], tal y como se observa en la figura 1.5.

El subíndice de la inductancia L y la capacitancia C , representa el primer y segundo anillo respectivamente. El acoplamiento entre ambos anillos se representa como un inversor de admitancia, el cual invierte la admitancia de uno de los anillos frente al otro, además de agregar un desfase de $\pm 90^\circ$, según se indica en la figura.

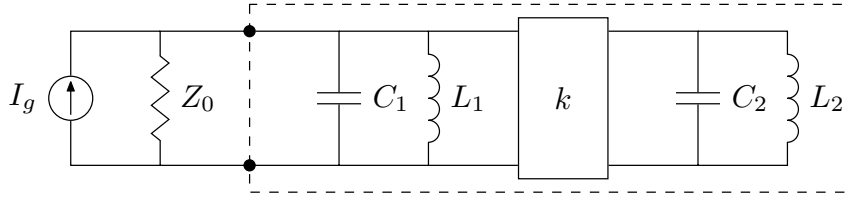


Figura 1.5: Circuito equivalente de un SRR.

Para el caso de estudio de esta tesis el resonador está conformado por anillos concéntricos abiertos, con las aperturas ubicadas en posiciones opuestas. Así la geometría del resonador de la figura 1.4(a) consiste en dos líneas de transmisión acopladas entre sí. Es importante resaltar que el acoplamiento es un parámetro importante que define el comportamiento del resonador. En el análisis realizado de los SRR, se usa un acoplamiento que no afecte las resonancias propias del SRR, para asegurar el control del comportamiento de los resonadores como se explicará con más detalle en los siguientes capítulos.

Una de las formas de suministrar energía al SRR es mediante una línea acoplada. La potencia es acoplada al resonador a través de la línea de alimentación y de los espacios de acoplamiento. Si el espacio entre la línea de alimentación y el resonador es grande, los espacios de acoplamiento no afectan las frecuencias de resonancia del anillo. Este tipo de acoplamiento se denomina *bajo acoplamiento*, el cual es una manifestación de la insignificamente pequeña capacitancia del espacio de acoplamiento [HL04].

Además, si la línea de alimentación se coloca cerca al resonador, el acoplamiento se hace más estrecho y la capacitancia se vuelve considerable. Esto ocasiona que las frecuencias de resonancia del circuito difieran de las resonancias intrínsecas del anillo. Por lo tanto, para obtener un modelo más preciso del anillo resonador, las capacitancias de los espacios de acoplamiento deberían ser considerados [CH04].

1.3. Control de Ancho de Banda con Resonadores de Anillo Abierto

Los resonadores de anillo abierto son estructuras auto-resonantes, estas resonancias están directamente relacionadas con el número de anillos que presenta la estructura. El control del ancho de banda de cada resonancia está relacionado al ancho de banda de los SRR.

En [PHRS99], [MMMM03] y [BBM⁺05] se ha investigado diversos modelos de circuitos equivalentes y sus propiedades electrodinámicas; además los resonadores SRR con gran fracción de volumen tienden a presentar un mayor ancho de banda relativo según afirma Knockaert [KZO⁺02] y Farina [FMR05].

Existen otros factores que tienen efectos significativos y que no se pueden dejar de lado en los anchos de banda de las resonancias de los SRR, como la relación entre la inductancia y la capacitancia equivalente a la frecuencia de resonancia y el grado de acoplamiento a la línea de transmisión que alimenta al resonador. En [Col01] se consideran las pérdidas y el acoplamiento del SRR para establecer el modelo de circuito equivalente, de donde se deriva el ancho de banda relativo de media potencia en función de los factores de calidad cargado y no cargado.

El ancho de banda relativo relaciona el ancho de banda de cada resonancia a una frecuencia específica y en algunos casos está relacionada directamente con el anillo externo del resonador [SSBTP11]. En el desarrollo de esta tesis se propone el control del resonador a través de la relación entre anchos de banda absolutos (BWR, *Bandwidth Ratio*), es decir, la razón entre el ancho de banda de la mayor frecuencia de resonancia y el de la menor frecuencia de resonancia. Es a partir de esta relación en términos de la energía almacenada en los anillos del resonador que se determina la respuesta del SRR.

El control de los anchos de banda de los SRR se usa en varias aplicaciones de comunicaciones inalámbricas donde se requiere el uso eficiente del espectro de frecuencia para la integración de varios estándares de comunicación en un sistema. Un

método de control de ancho de banda relativo de potencia se propone en [LC08], donde los SRRs se acoplan a un sistema de línea de transmisión y mediante un modelo equivalente se analizan los efectos del control, se mejora el factor de calidad no cargado con estructuras distribuidas en tecnología microstrip.

En este trabajo el control de ancho de banda de las resonancias del SRR, se define la razón de ancho de banda como el cociente entre los anchos de banda respectivos en la segunda y la primera resonancia, relacionando el concepto de factor de calidad externo en términos de la energía almacenada en el resonador, donde se realiza la aproximación de igualar el valor de la potencia enviada a la carga en ambas resonancias. De modo que, la relación de ancho de banda BWR es inversamente proporcional al cociente de la energía eléctrica o magnética almacenada.

1.4. Objetivos

En la presente tesis se pretende controlar el uso del espectro a través del control de cada una de las resonancias de anillos en circuito abierto. Del estudio del estado del arte realizado, es de sobra conocido que ha habido múltiples estudios de las prestaciones de los SRR. No obstante, la mayor parte de ellas ha estado focalizada en el estudio de una única resonancia conjunta del SRR. Son muy pocos los desarrollos que han explotado la doble resonancia de los SRR y, ninguno, el que ha hecho uso de un comportamiento asimétrico de las distintas frecuencias de resonancia y anchos de banda asociadas a cada uno de los anillos del SRR.

Este control se realiza mediante la ubicación de las frecuencias de resonancia, así como los anchos de banda de las mismas, para su uso y aplicación en diversos dispositivos tales como filtros, antenas y/o sensores. En este contexto, el objetivo de esta tesis doctoral es lograr el control de la respuesta en frecuencia de los resonadores de anillo abierto (SRR, *Split Ring Resonators*) mediante características propias del resonador, tales como la energía electromagnética almacenada en los anillos del resonador y el factor de calidad en cada una de sus resonancias.

En concreto, en este trabajo se estudia el comportamiento asimétrico de los resonadores de anillo abierto como una línea de transmisión de conductores acoplados, calculando sus frecuencias de resonancia y la distribución de corrientes en cada uno de los anillos, para el cálculo de la energía electromagnética almacenada en los resonadores.

Se aplica el control de los resonadores SRR en filtros pasabanda dual con con-

trol aplicado a los anchos de banda de las resonancias. De la misma forma se han utilizado para el diseño de una antena omnidireccional de banda dual, la cual excita resonadores con una línea de transmisión con ranura (slot-line) para introducir un campo magnético axial a la estructura. El BWR de los resonadores se ha utilizado además en el sensado de concentraciones de diversas mezclas de alcohol, donde se obtiene información de la mezcla a partir de la modificación de los anchos de banda y de los desplazamientos de las resonancias de los SRR.

1.5. Estructura del documento

La organización del resto de capítulos de esta tesis se realiza de la siguiente manera: En el **capítulo 2** se analiza un resonador de múltiples conductores con dos aproximaciones, de longitudes iguales y de longitudes diferentes. Se realiza el cálculo de la energía electromagnética, los factores de calidad en las resonancias y los acoplamientos externos e internos que existen en los resonadores.

En el **capítulo 3**, se explica el proceso de diseño de filtros de banda dual con un BWR específico y se presenta la aplicación directa en dos filtros pasabanda con una especificación de BWR opuesta entre ellos y un filtro de doble banda eliminada, con el objetivo de demostrar el control sobre los anchos de banda.

En el **capítulo 4**, se presenta el diseño de una antena omnidireccional compacta, basada en SRR de doble banda con línea de alimentación de ranura, el uso de los resonadores SRR hace posible realizar la miniaturización de la antena, así como el control de los anchos de banda de las resonancias. Se describe además el diseño de un sensor basado en SRRs, bajo el mismo concepto de control de anchos de banda de las resonancias, y se explica la particularidad de doble sensado a partir de las corrientes opuestas que se presentan en cada resonancia.

Finalmente, en el **capítulo 5**, se resumen las principales contribuciones de la presente tesis doctoral, del mismo modo que se describen algunas líneas futuras de investigación.

1.5. ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO

Capítulo 2

Análisis de un resonador de múltiples conductores

En este capítulo se realiza una breve revisión de los métodos usados para analizar y modelar un SRR. La meta principal de este análisis es determinar la respuesta asimétrica del resonador y las frecuencias de resonancias de los dos modelos propuestos y la relación de ancho de banda (BWR). En el primer modelo se usa una aproximación de líneas de transmisión acopladas de la misma longitud. En el segundo modelo se sigue una aproximación más precisa ya que es evidente que las longitudes de los anillos son diferentes, así las longitudes de las líneas acopladas también son diferentes. El cálculo de la distribución de corriente en los conductores de las líneas de transmisión es determinante para obtener la energía electromagnética almacenada en el resonador y así calcular los anchos de banda asimétricos de las resonancias. Se presenta, además, el análisis de los acoplamientos externo e interno de los resonadores. Se han diseñado tres resonadores con distintos BWR (1:1, 1:2, 2:1) para determinar la precisión del algoritmo propuesto para el control de la razón de los anchos de banda en los resonadores [CAGLSV18].

2.1. Análisis de un resonador de múltiples conductores

2.1.1. Resonador de anillos de longitudes iguales

Se realiza una generalización de resonadores de anillo abierto SRR con un número arbitrario de bandas de paso y un control de sus especificaciones espectrales. Esta generalización se obtiene a través de la caracterización completa del acoplamiento de los anillos que forman el SRR. El modelo está basado en secciones de una línea de transmisión de múltiples conductores, que conllevan a una solución analítica de las frecuencias de resonancia lo cual involucra el problema del valor propio igual a cero. Las distribuciones de corriente a lo largo de anillo también están establecidas.

2.1.1.1. Modelo de medio resonador

Un resonador de múltiples anillos es una estructura ya sea en tecnología microstrip o stripline formada por un conjunto de anillos abiertos, acoplados y concéntricos, dispuestos de tal manera que las aperturas de los anillos contiguos están ubicadas en posiciones opuestas del resonador. Cuando los resonadores son colocados en esta posición, se obtiene un acoplamiento mixto, es decir ambos acoplamientos eléctrico y magnético son fuertes, el acoplamiento en este tipo de estructura decrece cuando el espacio entre los anillos aumenta, [HL04].

La figura 2.1 muestra el diseño de un resonador de dos anillos. Como se observa, resonadores de múltiples anillos son una generalización de resonadores de anillo partido [PHRS99], [MMS11] a un número arbitrario de anillos.

El estudio realizado está basado en el análisis realizado en [Lam07], donde para hacer manejable analíticamente el problema de modelado y el estudio de los resonadores, se han considerado tres aproximaciones:

1. Los anchos de los conductores y las separaciones entre estos son mucho más pequeños que las longitudes de los anillos y, por consiguiente, las longitudes serán consideradas iguales.
2. La apertura de cada anillo es lo suficientemente grande para omitir el acoplamiento capacitivo entre los extremos del anillo.
3. Las aperturas son consideradas eléctricamente pequeñas, de modo que, no hay un cambio apreciable en las corrientes y voltajes de un anillo a lo largo de las

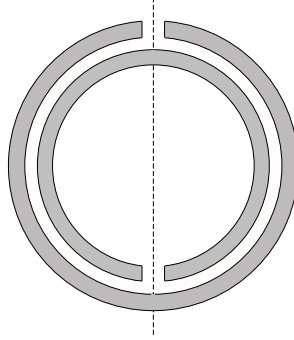


Figura 2.1: Diseño físico de resonador de anillos múltiples.

aperturas de los anillos contiguos.

Con estas aproximaciones y dividiendo el resonador a lo largo del plano de simetría representado con la línea punteada en la figura 2.1, el modelo resultante está compuesto con dos secciones idénticas de línea de transmisión de múltiples conductores [GLSP06], como se muestra en la figura 2.2.

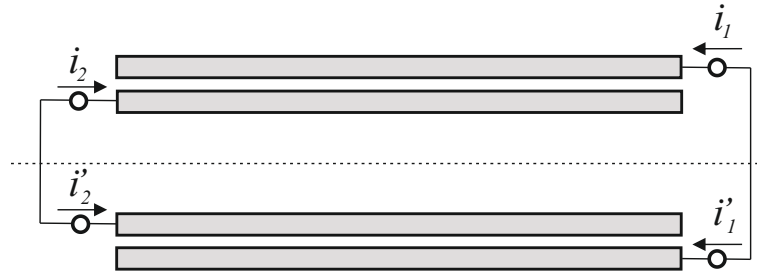


Figura 2.2: Modelo basado en dos secciones idénticas de líneas de transmisión de múltiples conductores.

El resonador es considerado sin excitación, y se denota como \mathbf{Z} a la matriz de impedancia en circuito abierto de cada medio resonador, se considera circuito abierto el extremo opuesto de donde ingresa la corriente en cada conductor, en los nodos del plano de simetría se considera el vector de voltajes como

$$\mathbf{Z} \mathbf{i} = \mathbf{Z} \mathbf{i}' \quad (2.1)$$

donde \mathbf{i} e \mathbf{i}' son vectores de corrientes que ingresan en cada medio resonador a través del plano de simetría, como se indica en la figura 2.2.

2.1. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

Como $\mathbf{i}' = -\mathbf{i}$, la ecuación (2.1) puede ser reformulada como una ecuación homogénea,

$$\mathbf{Z} \mathbf{i} = \mathbf{0} \quad (2.2)$$

Las soluciones de la ecuación (2.2) corresponden a las resonancias del modelo, cada solución puede ser: trivial ($\mathbf{i} = \mathbf{0}$) o no trivial ($\mathbf{i} \neq \mathbf{0}$), ésta última es la más interesante, ya que contiene el conjunto de frecuencias de resonancia más bajas.

Las resonancias no-triviales se producen cuando la matriz \mathbf{Z} se vuelve singular, es decir, su determinante es igual a cero. Para hallar las resonancias de la matriz \mathbf{Z} , a partir de la solución no trivial, es posible utilizar la interpretación de los auto-vectores que se encuentren asociados a los auto-valores nulos, como los vectores de corriente en el plano de simetría en la figura 2.2 en condiciones de resonancia, y pueden ser usados para determinar la distribución de corriente en el resonador en cada frecuencia de resonancia.

En la siguiente sección se determina la matriz \mathbf{Z} y se calcula las resonancias no triviales para un número arbitrario de conductores.

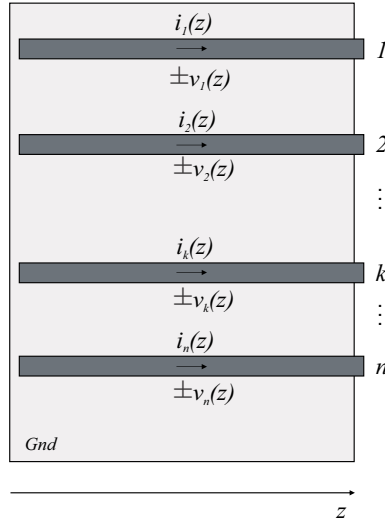


Figura 2.3: Generalización de línea de transmisión de múltiples conductores de $(n + 1)$ conductores (incluyendo el plano de tierra), con definiciones de voltajes y corrientes.

A. Análisis de una línea de transmisión de múltiples conductores

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

La figura 2.3 muestra una sección de líneas de transmisión de múltiples conductores con $(n + 1)$ conductores, siendo el elemento no numerado el conductor común o de referencia. Para cada sección transversal de la línea, un conjunto de n voltajes complejos con respecto al conductor común y otro conjunto de n corrientes complejas pueden ser definidos y representados como vectores $\mathbf{v}(z)$, $\mathbf{i}(z) \in \mathbb{C}^n$, donde z es la dirección de propagación; $\mathbf{v}(z)$, es el vector de voltajes complejos; e $\mathbf{i}(z)$, el vector de corrientes complejas del modelo de medio resonador.

Los voltajes y corrientes están relacionados mediante la ecuación del telégrafo en el dominio de la frecuencia,

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{v}(z)}{dz} = -(\mathbf{R} + j\omega\mathbf{L})\mathbf{i}(z) \\ \frac{d\mathbf{i}(z)}{dz} = -(\mathbf{G} + j\omega\mathbf{C})\mathbf{v}(z) \end{cases} \quad (2.3)$$

donde \mathbf{R} , \mathbf{G} , \mathbf{L} , $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ son las matrices simétricas de los parámetros primarios distribuidos [NW12]. Si se considera el caso sin pérdidas, $\mathbf{R} = \mathbf{G} = \mathbf{0}_n$ y la solución general de (2.3) es, para una sección de línea con longitud z ,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}(z) \\ \mathbf{i}(z) \end{bmatrix} = \exp \left[-j\omega z \begin{pmatrix} \mathbf{0}_n & \mathbf{L} \\ \mathbf{C} & \mathbf{0}_n \end{pmatrix} \right] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{v}(0) \\ \mathbf{i}(0) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Si el medio es homogéneo con permitividad eléctrica ε y permeabilidad magnética μ , existe una relación entre los parámetros primarios [MYJ64],

$$\mathbf{LC} = \mathbf{CL} = \mu\varepsilon\mathbf{1}_n \quad (2.5)$$

donde $\mathbf{1}_n$ es la matriz de identidad $n \times n$. Existe la propiedad conmutativa entre las matrices simétricas de inductancia y de capacitancia, cuyo producto determina la velocidad de fase al cuadrado de la onda electromagnética en el resonador. La misma relación se mantendrá si el medio es no homogéneo y considerando una aproximación quasi-TEM, siendo $\varepsilon = \varepsilon_r\varepsilon_o$ la permitividad absoluta. Usando (2.5), la matriz exponencial en (2.4) se puede resolver explícitamente como,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}(z) \\ \mathbf{i}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta \mathbf{1}_n & -jv_p \sin \theta \mathbf{L} \\ -jv_p \sin \theta \mathbf{C} & \cos \theta \mathbf{1}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}(0) \\ \mathbf{i}(0) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

donde $v_p = 1/\sqrt{\mu\varepsilon} = c/\sqrt{\varepsilon_r}$ es la velocidad de fase, $\theta = \beta z$ es la longitud eléctrica de la sección y $\beta = \omega/v_p$ es la constante de fase.

La solución general para los vectores de voltaje y corriente en una línea de múltiples conductores se obtiene de (2.6) luego de algunos cambios matemáticos

$$\mathbf{v}(z) = e^{-j\beta z} \mathbf{v}_0^+ + e^{j\beta z} \mathbf{v}_0^- \quad (2.7)$$

2.1. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

$$\mathbf{i}(z) = \mathbf{Z}_c^{-1} (e^{-j\beta z} \mathbf{v}_0^+ - e^{j\beta z} \mathbf{v}_0^-) \quad (2.8)$$

donde $\mathbf{Z}_c = (\mu\varepsilon)^{-1/2} \mathbf{L} = (\mu\varepsilon)^{1/2} \mathbf{C}^{-1}$ es la matriz de impedancia característica de la línea de transmisión de conductores múltiples. Además, \mathbf{v}_0^+ y $\mathbf{v}_0^- \in \mathbb{C}^n$, son vectores complejos arbitrarios que definen la solución particular que depende de las condiciones de excitación y de la carga al extremo del conductor.

La matriz de impedancia de sección de línea de conductores múltiples (*mtl, multiconductor transmission line*), $\mathbf{Z}_{mtl}(z) \in \mathbb{C}^{2n \times 2n}$ se puede calcular a partir de (2.6). En efecto, por definición se verifica

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}(0) \\ \mathbf{v}(z) \end{bmatrix} = \mathbf{Z}_{mtl}(z) \begin{bmatrix} \mathbf{i}(0) \\ -\mathbf{i}(z) \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

para resolver (2.9) se realiza una modificación del orden de los elementos en (2.6), resultando

$$\mathbf{Z}_{mtl}(z) = \frac{v_p}{j \sin \theta} \begin{bmatrix} \cos \theta \mathbf{L} & \mathbf{L} \\ \mathbf{L} & \cos \theta \mathbf{L} \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

Por supuesto, la matriz de impedancia de una sola línea de transmisión es un caso particular de esta ecuación, donde \mathbf{L} es sustituido por un escalar que es el valor de inductancia por unidad de longitud o, equivalentemente, \mathbf{Z}_c por la impedancia característica. Los cuatro coeficientes de la matriz de impedancia de sección de línea de conductores múltiples resultante son producto de la relación entre voltajes y corrientes de cada terminal con el mismo o con el resto de terminales. De la misma forma, cada uno de los cuatro bloques en (2.10) contiene las impedancias mutuas entre los terminales en cada extremo de la línea de transmisión de múltiples conductores, o con los terminales de los otros extremos.

B. Modelo circuital de medio resonador

La figura 2.4 muestra que el modelo de medio resonador de la figura 2.2 se obtiene de una sección de línea de transmisión de múltiples conductores de longitud d colocando un circuito abierto en uno de los terminales de cada conductor, y alternando las posiciones de los circuitos abiertos y los terminales no cargados en conductores adyacentes. Así, la matriz de impedancia de circuito abierto $n \times n$ de medio resonador \mathbf{Z} se obtiene eliminando la mitad de las filas y columnas de $\mathbf{Z}_{mtl}(d)$, correspondientes a los terminales de circuito abierto. Los coeficientes de una nueva matriz resultan

$$[\mathbf{Z}]_{kl} = [\mathbf{Z}_{mtl}(d)]_{k'l'} \quad (2.11)$$

donde $k' = k$ si k es par y $k' = n + k$ si k es impar, estando l' y l relacionados de la misma forma. La partición de $\mathbf{Z}_{mtl}(d)$ en (2.10) conlleva a una interpretación

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

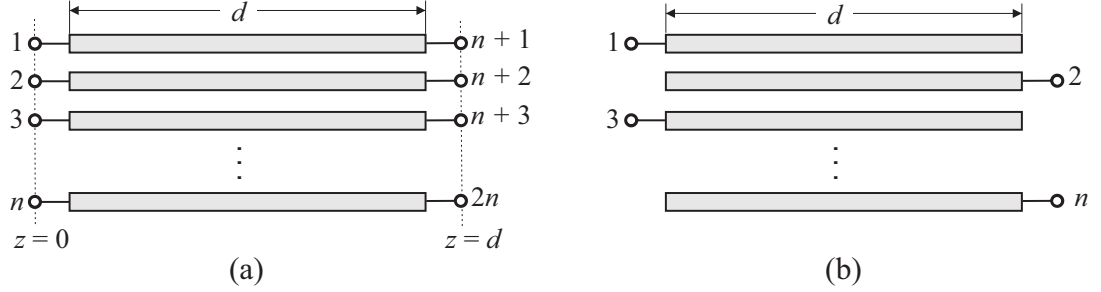


Figura 2.4: Sección de línea de transmisión de múltiples conductores (a) y medio resonador resultante (b). Terminales pares en (b) están siempre en la derecha, terminales impares a la izquierda. El ejemplo corresponde a n par.

más significativa de la construcción de \mathbf{Z} . Si ambos índices k y l son par o impar, corresponden a los terminales del mismo extremo de la línea, y $[\mathbf{Z}]_{kl}$ se escoge de los bloques de la diagonal en (2.10), los que tienen coeficiente $\cos \theta$. Por otro lado, si k y l tienen diferente paridad, $[\mathbf{Z}]_{kl}$ es extraído de los bloques no diagonales, correspondiente a los terminales en extremos diferentes. En otras palabras,

$$[\mathbf{Z}]_{kl} = \begin{cases} \frac{v_p \cos \theta}{j \sin \theta} [\mathbf{L}]_{kl} & \text{si } k - l \text{ es par} \\ \frac{v_p}{j \sin \theta} [\mathbf{L}]_{kl} & \text{si } k - l \text{ es impar} \end{cases} \quad (2.12)$$

o usando una notación más compacta,

$$[\mathbf{Z}]_{kl} = \frac{v_p}{j \sin \theta} (\cos \theta)^{ev(k-l)} [\mathbf{L}]_{kl} \quad (2.13)$$

donde $ev(.)$ es la función de paridad, definida como

$$ev(n) = \begin{cases} 1 & \text{si } n \text{ es par} \\ 0 & \text{si } n \text{ es impar} \end{cases} \quad (2.14)$$

Como ejemplo, para un modelo de medio resonador de dos conductores, la sección de línea de transmisión de dos conductores se muestra en la figura 2.5, para obtener la matriz de impedancia de circuito abierto \mathbf{Z} , se han alternado las posiciones de los circuitos abiertos en p_2 y p_3 (posición 2 y posición 3), mientras que los terminales 1 y 2 se han intercalado.

De acuerdo a (2.10), la matriz de impedancia de sección de línea de conductores

2.1. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

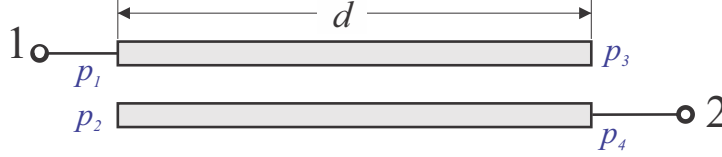


Figura 2.5: Sección de línea de transmisión de dos conductores para modelo de medio resonador con circuito abierto en cada conductor.

múltiples es

$$\mathbf{Z}_{mtl}(d) = \frac{v_p}{j \sin \theta} \begin{bmatrix} \cos \theta L_{11} & \cos \theta L_{12} & L_{11} & L_{12} \\ \cos \theta L_{21} & \cos \theta L_{22} & L_{21} & L_{22} \\ L_{11} & L_{12} & \cos \theta L_{11} & \cos \theta L_{12} \\ L_{21} & L_{22} & \cos \theta L_{21} & \cos \theta L_{22} \end{bmatrix}, \quad (2.15)$$

de donde se eliminarán las filas (2 y 3) y columnas (2 y 3) de la matriz $\mathbf{Z}_{mtl}(d)$, que corresponden a las posiciones donde se ubican los terminales de circuito abierto, p_2 y p_3 .

Del mismo modo, usando (2.12) o (2.13), la matriz de impedancia de circuito abierto es

$$[\mathbf{Z}]_{kl} = \frac{v_p}{j \sin \theta} \begin{bmatrix} \cos \theta L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & \cos \theta L_{22} \end{bmatrix}. \quad (2.16)$$

2.1.1.2. Cálculo de frecuencias de resonancia

Si partimos de la ecuación (2.2), las frecuencias de resonancia no triviales se obtienen hallando los valores de θ que hacen que \mathbf{Z} sea singular. Para que esto ocurra se necesita que,

$$\det([\mathbf{Z}]_{kl}) = 0. \quad (2.17)$$

De los valores obtenidos de θ es posible obtener las frecuencias de resonancia no triviales del resonador. En la figura 2.6 se observa una gráfica realizada de los diferentes valores obtenidos de calcular la determinante con respecto a un determinado margen de frecuencia. Según el número de resonancias no triviales, que también corresponde al número de anillos del resonador, se tienen los cruces por cero de la determinante de \mathbf{Z} .

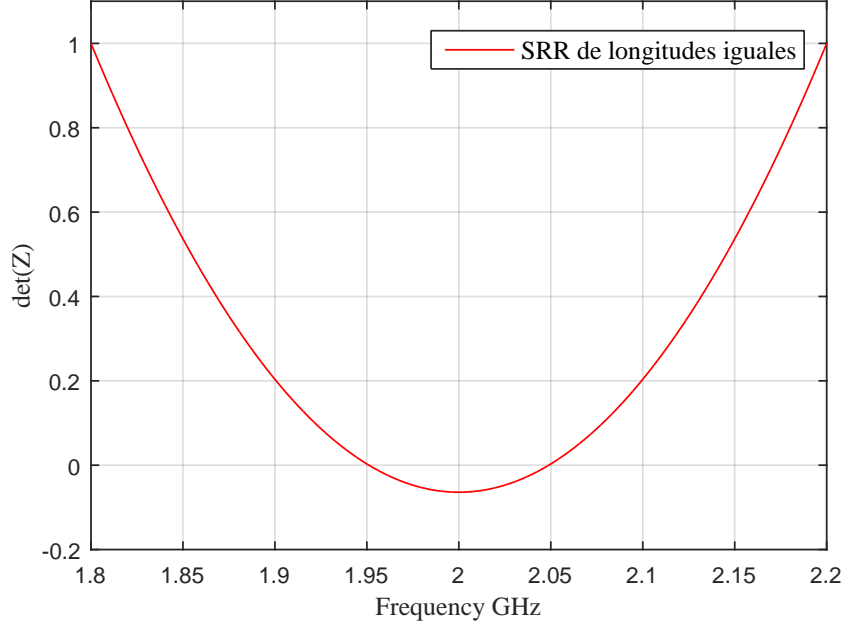


Figura 2.6: Determinante de la matriz de impedancia de circuito abierto \mathbf{Z} de una línea de transmisión de dos conductores vs. frecuencia.

Para el cálculo de diferentes números de conductores, también es posible determinar el número de resonancias y representarlos en diversas gráficas como se observa en la figura 2.7.

2.1.1.3. Distribución de corrientes en el resonador

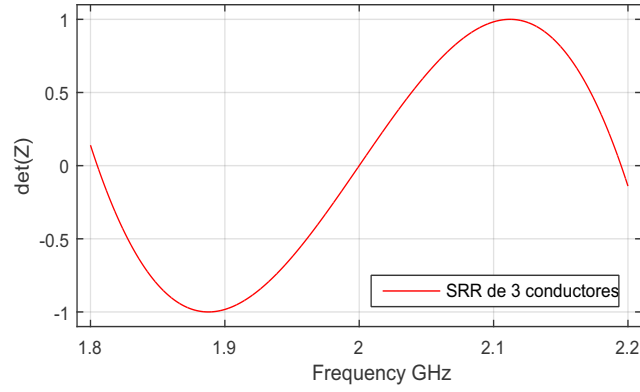
Como se ha establecido en secciones previas, los vectores propios que corresponden a los valores propios iguales a cero de la matriz de impedancia de circuito abierto \mathbf{Z} para la condición de resonancia par contienen las corrientes de los n anillos que cruzan el plano de simetría del resonador. En esta sección, se determinará la distribución de corriente a lo largo de cada anillo. Para realizar la distribución de corrientes es necesario analizar la ecuación (2.8), donde \mathbf{v}_0^+ y $\mathbf{v}_0^- \in \mathbb{C}^n$, se interpretan como las ondas de voltaje incidentes y reflejadas en $z = 0$. Además, \mathbf{Z}_c relaciona las ondas incidentes y reflejadas de corriente con las ondas incidentes y reflejadas de voltaje, respectivamente, es decir, $\mathbf{v}_0^+ = \mathbf{Z}_c \mathbf{i}_0^+$ y $-\mathbf{v}_0^- = \mathbf{Z}_c \mathbf{i}_0^-$, de modo que (2.8) se puede

2.1. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

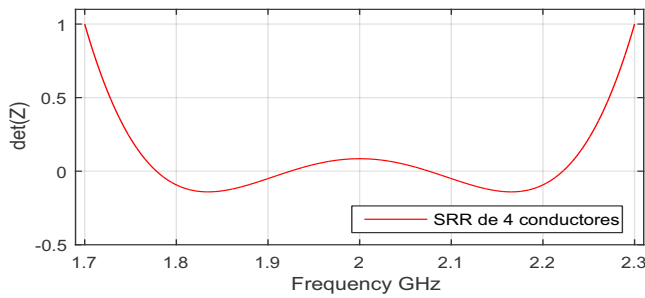
reformular en función de las ondas de corriente, para encontrar la distribución de corriente

$$\mathbf{i}(z) = e^{-j\beta z}\mathbf{i}_0^+ + e^{j\beta z}\mathbf{i}_0^-. \quad (2.18)$$

Se debe notar que en cualquier caso el vector de corrientes en función de z queda definido por dos vectores arbitrarios que determinan la solución particular en (2.8) son las dos ondas de tensión en $z = 0$, mientras que en (2.18) son las dos ondas de corriente, también en $z = 0$. Una posibilidad más útil es usar los vectores de corrientes en dos puntos diferentes (para dos valores de z), según (2.18) son combinación lineal de las ondas de corriente. Se considera $\mathbf{i}(0)$ e $\mathbf{i}(d)$.



(a)



(b)

Figura 2.7: Determinante de la matriz de impedancia de circuito abierto \mathbf{Z} vs. frecuencia de una línea de transmisión de (a) tres conductores y (b) cuatro conductores.

Es importante considerar varios aspectos; hay que tener bien clara la diferencia entre vector de onda de corriente incidente $e^{-j\beta z}\mathbf{i}_0^+$ o reflejada $e^{j\beta z}\mathbf{i}_0^-$ por un lado, y vector de corrientes $\mathbf{i}(z)$ por otro.

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

La matriz de impedancia característica relaciona vector de ondas de corrientes incidentes con vector de ondas de voltaje reflejadas. No relaciona directamente vector de corriente con vector de voltajes (salvo que no haya ondas incidentes o reflejadas).

Pasar de expresar el vector de corrientes $\mathbf{i}(z)$ como combinación de \mathbf{i}^+ , \mathbf{i}^- a otra combinación de $\mathbf{i}(0)$, $\mathbf{i}(d)$ es, matemáticamente un cambio de base en un espacio vectorial. (ver apéndice A: Formulación vectorial de voltaje y corriente de un SRR de longitudes iguales).

De forma particular en (2.18) con $z = 0$ y $z = d$ se obtiene

$$\mathbf{i}(0) = \mathbf{i}_0^+ + \mathbf{i}_0^- \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{i}(d) &= e^{-j\beta d} \mathbf{i}_0^+ + e^{j\beta d} \mathbf{i}_0^- \\ &= (\cos \beta d - j \sin \beta d) \mathbf{i}_0^+ + (\cos \beta d + j \sin \beta d) \mathbf{i}_0^- \\ &= \cos \beta d (\mathbf{i}_0^+ + \mathbf{i}_0^-) - j \sin \beta d (\mathbf{i}_0^+ - \mathbf{i}_0^-), \end{aligned} \quad (2.20)$$

representado $\mathbf{i}(z)$ en función de las condiciones de contorno,

$$\begin{aligned} \mathbf{i}(z) &= \cos \beta z (\mathbf{i}_0^+ + \mathbf{i}_0^-) - j \sin \beta z (\mathbf{i}_0^+ - \mathbf{i}_0^-) \\ &= \cos \beta z \mathbf{i}(0) - j \sin \beta z \left[\frac{\mathbf{i}(d) - \mathbf{i}(0) \cos \beta d}{-j \sin \beta d} \right] \\ &= \cos \beta z \mathbf{i}(0) + \frac{\sin \beta z}{\sin \beta d} [\mathbf{i}(d) - \mathbf{i}(0) \cos \beta d] \\ &= \frac{\sin \beta d}{\sin \beta d} \cos \beta z \mathbf{i}(0) + \frac{\sin \beta z}{\sin \beta d} \mathbf{i}(d) - \frac{\sin \beta z}{\sin \beta d} \mathbf{i}(0) \cos \beta d \\ &= \frac{\sin \beta d \cos \beta z - \cos \beta d \sin \beta z}{\sin \beta d} \mathbf{i}(0) + \frac{\sin \beta z}{\sin \beta d} \mathbf{i}(d) \\ &= \frac{\sin \beta(d - z)}{\sin \beta d} \mathbf{i}(0) + \frac{\sin \beta z}{\sin \beta d} \mathbf{i}(d). \end{aligned} \quad (2.21)$$

El resonador completo se obtiene conectando dos de estas secciones. Matemáticamente puede ser expresado con un cambio de variable $z = x(z)$, donde x se puede expresarse en la dirección de propagación a lo largo del resonador completo. La forma explícita de la inversa del cambio de variable es

$$z = \begin{cases} x & \text{si } x \in [0, d] \\ x - d & \text{si } x \in [d, 2d] \end{cases} \quad (2.22)$$

De esta forma, se consideran dos secciones iguales de longitud d , cada una con la distribución de corriente en (2.22). El modelo de cada anillo del resonador se

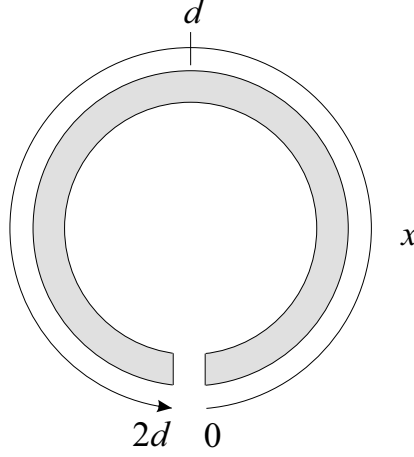


Figura 2.8: Distribución de la longitud a lo largo de un anillo resonador.

completa aplicando la condición de circuito abierto en la apertura y la continuidad de la corriente en la unión de ambas secciones. Sin perder generalidad, la apertura puede ser considerada en $x = 0$ y $x = 2d$ y la unión de las secciones en $x = d$, como lo muestra la figura 2.8. El cambio de variable y las condiciones de continuidad y de contorno aplicadas en (2.22) producen la expresión de la corriente a lo largo de un anillo arbitrario del resonador en términos de la corriente que cruza el plano de simetría, en $x = d$,

$$\mathbf{i}_r(x) = \begin{cases} \frac{\sin \beta x}{\sin \beta d} \mathbf{i}_r(d) & \text{si } x \in [0, d] \\ \frac{\sin \beta(2d-x)}{\sin \beta d} \mathbf{i}_r(d) & \text{si } x \in [d, 2d] \end{cases} \quad (2.23)$$

La corriente de resonancia $\mathbf{i}_r(d)$, es precisamente el componente del auto-vector correspondiente al anillo analizado y, de este modo, la distribución de corriente solo depende de este componente y de la frecuencia de resonancia f_r , la cual está, implícitamente, incluida en (2.23) mediante la constante de fase $\beta = 2\pi f_r/v_p$.

Un ejemplo del modelo de medio resonador de longitudes iguales para analizar la distribución de corriente en las frecuencias de resonancia se observa en la figura 2.9, donde $d = 40$ mm, $s = 1$ mm y $w = 1$ mm, con permitividad $\varepsilon_r = 1$.

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

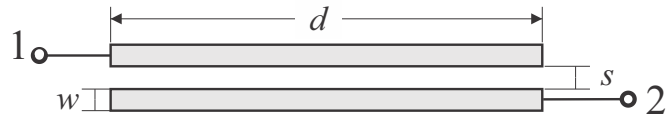


Figura 2.9: Ejemplo de medio resonador de longitudes iguales.

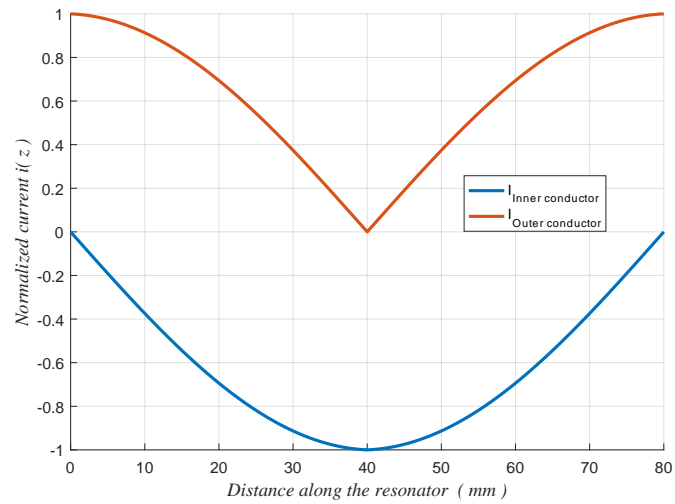


Figura 2.10: Distribución de corriente en un SRR en la primera frecuencia de resonancia.

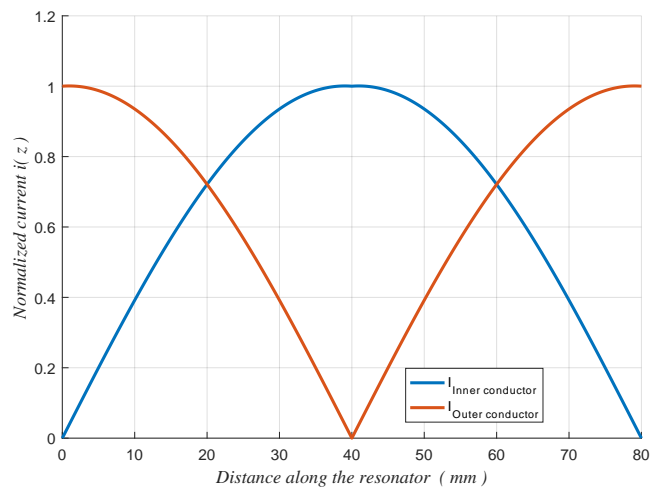


Figura 2.11: Distribución de corriente de un SRR en la segunda frecuencia de resonancia.

2.1. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

En las figuras 2.10 y 2.11 se muestran la distribución de corriente a lo largo de dos conductores que conforman el modelo completo del resonador a la primera y segunda resonancia respectivamente. En la figura 2.10, se observa la distribución de corriente en el anillo externo (línea roja), y la distribución de corriente a lo largo del anillo interno (línea azul), a la primera frecuencia de resonancia, que ha sido previamente hallada con el valor de θ de la matriz de impedancia de circuito abierto \mathbf{Z} ; con la f_r obtenida, se usa la ecuación (2.23) para representar la distribución de corriente en función de las longitudes de los conductores que forman el resonador. Para la figura 2.11, se presentan las corrientes de los conductores del resonador del mismo modo, para la segunda frecuencia de resonancia.

En cada gráfica se observa el efecto del acoplamiento entre los anillos en la distribución de corriente. La corriente es continua en $x = d$ para las frecuencias de resonancia, además, el modelo del resonador utiliza una aproximación de longitud cero en la apertura, por lo que la diferencia de voltaje en la apertura produce una discontinuidad en $x = d$, es decir, se produce una discontinuidad en el vector de derivadas de corrientes a través de la ecuación del telégrafo (2.3). Físicamente, éste es el mecanismo que permite que el SRR de múltiples anillos resuene a frecuencias que no son múltiplos de media longitud de onda.

La distribución de voltajes también se demuestra en el Apéndice B.

2.1.2. Resonador de anillos de diferentes longitudes

En esta sección se realiza un modelo de medio resonador más preciso. Es evidente que los anillos del SRR no tienen la misma longitud, incluso si las frecuencias de resonancia propia de cada anillo son las mismas.

Al introducir el plano de simetría para dividir al resonador, el modelo será de diferentes longitudes. Por este motivo, para poder tener una mejor aproximación de la matriz de impedancia de circuito abierto \mathbf{Z} , se considera esta diferencia de longitudes, como una sección de línea de transmisión añadida a la sección de línea de transmisión acoplada, como se explicará más adelante.

2.1.2.1. Modelo de medio resonador

Al igual que en la secciones previas la estructura del resonador de anillos múltiples de la figura 2.1 va a ser modelada dividiendo el resonador con un plano de simetría

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

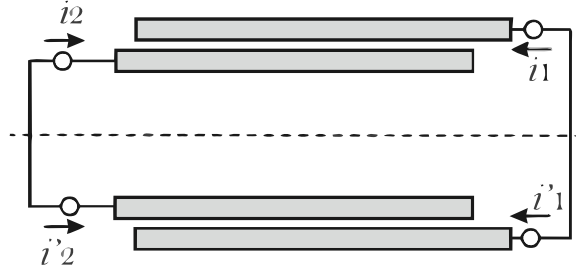


Figura 2.12: Modelo basado en dos secciones idénticas de líneas de transmisión de múltiples conductores.

pero con aproximaciones diferentes:

1. Los anillos del resonador tienen diferentes longitudes.
2. La apertura de cada anillo es lo suficientemente grande por lo que no existe el acoplamiento capacitivo entre los extremos del anillo.
3. Las aperturas producen un cambio apreciable en las corrientes y voltajes de un anillo a lo largo de las aperturas de los anillos contiguos, pero la continuidad en las uniones de las secciones se mantiene.

Se ha obtenido un modelo de medio resonador con estas aproximaciones, dos secciones idénticas de una línea de transmisión sin pérdidas de dos conductores, como se muestra en la figura 2.12.

Se analiza media sección de la línea de transmisión de múltiples conductores de la figura 2.12 para determinar la respuesta en frecuencia del SRR, mediante el cálculo de la matriz de impedancia de circuito abierto \mathbf{Z} , y de las distribuciones de corriente y voltaje que permitirán obtener las frecuencias de resonancia de los SRR. El medio resonador se considera sin excitación, de modo que el vector de voltajes en los nodos del plano de simetría en la figura 2.12 se puede considerar

$$\mathbf{Z} \mathbf{i} = \mathbf{Z} \mathbf{i}' \quad (2.24)$$

donde \mathbf{Z} es la matriz de impedancia de circuito abierto de medio resonador de la figura 2.13, \mathbf{i} e \mathbf{i}' son vectores de corriente ingresando en los conductores a través del plano de simetría.

De modo que, la condición de simetría hace que $\mathbf{i} = -\mathbf{i}'$ y (2.24) se pueda expresar como una ecuación homogénea, al igual que en (2.2).

Al igual que en la sección 2.1.1.1 se considera una solución no trivial, de modo que

2.1. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

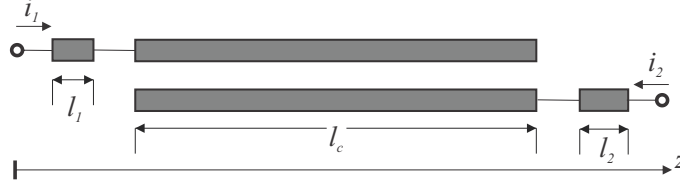


Figura 2.13: Sección de línea de transmisión de dos conductores correspondientes a medio resonador, dividida en subsecciones.

se puedan hallar las resonancias de la estructura y el auto-vector que corresponda al auto-valor nulo de la matriz singular \mathbf{Z} , que representa el vector de corrientes en el plano de simetría en condiciones de resonancia.

El modelo de medio resonador se representa ahora por una línea de transmisión de múltiples conductores de diferentes longitudes, que se ha dividido en sub-secciones de la misma longitud. Cada sub-sección presenta de forma alternada un terminal de circuito abierto.

Para el caso de un SRR de dos anillos, el modelo de medio resonador consta de una sección línea de transmisión acoplada de dos conductores de igual longitud, conectada de forma alterna a líneas de transmisión de un solo conductor en los extremos de las líneas. Mientras que en los extremos opuestos se conectan terminales de circuito abierto, como se observa en la figura 2.13.

Un conjunto de ondas de voltajes $\mathbf{v}(z, t)$ complejos y de corrientes complejas $\mathbf{i}(z, t)$ viajando sobre las líneas de transmisión en la dirección de propagación z , se expresan en forma de vectores

$$\frac{\partial \mathbf{v}(z, t)}{\partial z} = -\mathbf{L} \frac{\partial \mathbf{i}(z, t)}{\partial t} \quad (2.25)$$

$$\frac{\partial \mathbf{i}(z, t)}{\partial z} = -\mathbf{C} \frac{\partial \mathbf{v}(z, t)}{\partial t} \quad (2.26)$$

donde, para el caso de dos anillos,

$$\mathbf{v}(z, t) = \begin{bmatrix} v_1(z, t) \\ v_2(z, t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}(z, t) = \begin{bmatrix} i_1(z, t) \\ i_2(z, t) \end{bmatrix}, \quad (2.27)$$

\mathbf{L} y \mathbf{C} son las matrices de parámetros primarios distribuidos de la línea de transmisión de múltiples conductores sin pérdidas, la dimensión de estas matrices

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

depende del número de conductores de cada subsección. Para la sección de línea de transmisión acoplada $[\mathbf{L}] = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix}$ y $[\mathbf{C}] = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix}$.

Para conseguir una expresión para el vector de voltaje $\mathbf{v}(z, t)$ de $2 \times n$, se deriva (2.25) con respecto a z y se utiliza (2.26) para eliminar la corriente de modo que se obtiene

$$\frac{\partial^2 \mathbf{v}(z, t)}{\partial z^2} = -\mathbf{LC} \frac{\partial^2 \mathbf{v}(z, t)}{\partial t^2}, \quad (2.28)$$

donde \mathbf{L} y \mathbf{C} son las matrices de 2×2 de inductancia y capacidad por unidad de longitud de la línea de transmisión.

De una forma similar se obtiene una expresión para $\mathbf{i}(z, t)$ de $2 \times n$ es

$$\frac{\partial^2 \mathbf{i}(z, t)}{\partial z^2} = -\mathbf{LC} \frac{\partial^2 \mathbf{i}(z, t)}{\partial t^2}. \quad (2.29)$$

Las ondas de voltaje y de corriente en la línea de transmisión tienen un factor dependiente del tiempo a lo largo de la onda de propagación en la dirección z , eliminando el factor común de tiempo, la ecuación del telegrafista en el dominio de la frecuencia puede ser determinado como

$$\frac{\partial^2 \mathbf{v}(z)}{\partial z^2} + \omega^2 \mathbf{LC} \mathbf{v}(z) = 0 \quad (2.30)$$

$$\frac{\partial^2 \mathbf{i}(z)}{\partial z^2} + \omega^2 \mathbf{LC} \mathbf{i}(z) = 0. \quad (2.31)$$

Las soluciones para (2.30) y (2.31) son señales de ondas de propagación que representan las distribuciones de voltaje y de corriente, respectivamente

$$\mathbf{v}(z) = e^{-j\beta z} \mathbf{v}_0^+ + e^{j\beta z} \mathbf{v}_0^- \quad (2.32)$$

$$\mathbf{i}(z) = \mathbf{Z}_c^{-1} (e^{-j\beta z} \mathbf{v}_0^+ - e^{j\beta z} \mathbf{v}_0^-) \quad (2.33)$$

donde $\mathbf{v}(z)$ e $\mathbf{i}(z)$ son $\mathbf{v}(z) = \begin{bmatrix} v_1(z) \\ v_2(z) \end{bmatrix}$, $\mathbf{i}(z) = \begin{bmatrix} i_1(z) \\ i_2(z) \end{bmatrix}$ y $\mathbf{Z}_c = (\mu\epsilon)^{-1/2} \mathbf{L} = (\mu\epsilon)^{1/2} \mathbf{C}^{-1}$, es la matriz de impedancia característica de una línea de transmisión de múltiples conductores, además \mathbf{v}_0^+ y $\mathbf{v}_0^- \in \mathbb{C}^n$ son vectores de voltaje complejos arbitrarios que definen una solución particular dependiendo de las condiciones de excitación y de cómo sea el extremo del conductor. Al igual que en la

2.1. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

sección anterior se ha reducido en número de filas y columnas con un terminal en circuito abierto en los extremos intercalados, como se observa en la figura 2.2. Las dimensiones de \mathbf{Z}_c , \mathbf{v}_0^+ y \mathbf{v}_0^- dependen del número de terminales conectados de la línea de transmisión, de modo que, la matriz de impedancia de sección de línea de conductores múltiples $\mathbf{Z}_{mtl}(z) \in \mathbb{C}^{2n \times 2n}$ puede ser expresada como

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}(0) \\ \mathbf{v}(z) \end{bmatrix} = \mathbf{Z}_{mtl}(z) \begin{bmatrix} \mathbf{i}(0) \\ -\mathbf{i}(z) \end{bmatrix}, \quad (2.34)$$

para cada subsección una solución general para la matriz de impedancia de circuito abierto [GLSP06], es

$$\mathbf{Z}_{mtl}(z) = \frac{v_p}{j \sin \theta} \begin{bmatrix} \cos \theta \mathbf{L} & \mathbf{L} \\ \mathbf{L} & \cos \theta \mathbf{L} \end{bmatrix}. \quad (2.35)$$

Se han calculado matrices de impedancia para cada subsección, la matriz de impedancia de 2×2 de la sección de línea de transmisión de longitud l_1 , es

$$\mathbf{Z}_{l_1} = \frac{v_p}{j \sin \theta} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 L & L \\ L & \cos \theta_1 L \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

donde L es el valor del parámetro primario distribuido de la línea de transmisión. De manera similar a (2.36), la matriz de impedancia de la sección de línea de transmisión de longitud l_2 es

$$\mathbf{Z}_{l_2} = \frac{v_p}{j \sin \theta} \begin{bmatrix} \cos \theta_2 L & L \\ L & \cos \theta_2 L \end{bmatrix}. \quad (2.37)$$

Para la sección de línea de transmisión acoplada de longitud l_c la matriz de impedancia es

$$\mathbf{Z}_{l_c} = \frac{v_p}{j \sin \theta} \begin{bmatrix} \cos \theta_c \mathbf{L}_c & \mathbf{L}_c \\ \mathbf{L}_c & \cos \theta_c \mathbf{L}_c \end{bmatrix}. \quad (2.38)$$

Como en la sección anterior la representación de los terminales de circuito abierto se realiza con la eliminación de filas y columnas correspondientes a las posiciones de los terminales. La matriz de impedancia de 2×2 es

$$\mathbf{Z}_{l_c}(\theta_c) = \frac{v_p}{j \sin \theta_c} \begin{bmatrix} \cos \theta_c L_{c11} & L_{c12} \\ L_{c21} & \cos \theta_c L_{c22} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

donde L_{c11} , L_{c12} , L_{c21} y L_{c22} son los elementos de la matriz simétrica de las inductancias distribuidas por unidad de longitud, $\mathbf{L}_c \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ y v_{p_c} es la velocidad de fase. Los

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

modos de propagación cuasi-TEM par e impar de las líneas de transmisión acopladas utilizan la misma velocidad de propagación.

Se obtiene la matriz total de impedancia de circuito abierto de medio resonador $\mathbf{Z}(\theta_1, \theta_c, \theta_2)$ conectando en cascada las matrices calculadas previamente, la fórmula general de conexión en cascada entre dos matrices \mathbf{Z}^a y \mathbf{Z}^b , que se demuestra en el Apéndice C es

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_{11}^a & 0 \\ 0 & Z_{22}^b \end{bmatrix} + (Z_{22}^a + Z_{11}^b)^{-1} \begin{bmatrix} -Z_{12}^a \\ Z_{21}^b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{21}^a & -Z_{12}^b \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

donde

$$\mathbf{Z}^a = \begin{bmatrix} Z_{11}^a & Z_{12}^a \\ Z_{21}^a & Z_{22}^a \end{bmatrix} \text{ y } \mathbf{Z}^b = \begin{bmatrix} Z_{11}^b & Z_{12}^b \\ Z_{21}^b & Z_{22}^b \end{bmatrix}. \quad (2.41)$$

2.1.2.2. Cálculo de frecuencias de resonancia

De acuerdo con la solución no trivial de (2.2), en condiciones de resonancia la determinante de la matriz singular \mathbf{Z} debe ser igual a cero

$$\det[\mathbf{Z}(\theta_1, \theta_c, \theta_2)] = 0. \quad (2.42)$$

La ecuación previa es una ecuación polinómica en las variables $\cos\theta_1$, $\cos\theta_c$, y $\cos\theta_2$. Por otro lado, cada una de estas variables son dependientes de la frecuencia, de modo que (2.42) es también dependiente de la frecuencia. Las soluciones, que son las frecuencias de resonancia $\{\omega_{01}, \omega_{02}\}$, son calculadas numericamente. En condiciones de resonancia, las corrientes que cruzan el plano de simetría son representadas por los vectores propios correspondientes a los valores propios iguales a cero de la matriz singular \mathbf{Z} .

De forma similar el vector propio correspondiente a los vectores en los nodos del plano de simetría se pueden determinar con (2.32).

Como un ejemplo de aplicación en el caso del resonador de dos anillos, el modelo de medio resonador se observa en la figura 2.13, con $l_1 = 1,43$ mm, $l_2 = 1,05$ mm y $l_c = 35,4$ mm, y con permitividad $\varepsilon_r = 1$. Las frecuencias de resonancia del modelo se obtienen del determinante de la matriz singular de circuito abierto \mathbf{Z} . En la figura 2.14 se observa el determinante de \mathbf{Z} vs. la frecuencia. Los valores nulos de $\det(\mathbf{Z})$ indican las posiciones de las frecuencias de resonancia de los anillos acoplados. La línea roja, corresponde al modelo de líneas iguales, mientras que la línea discontinua

2.1. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

azul representa el modelo de líneas de longitudes diferentes. Esta función se obtiene de calcular $\det(\mathbf{Z})$ en un determinado rango de frecuencia y, según el número de anillos del resonador se tiene el número de resonancias no triviales, lo que corresponde al cruce por cero del determinante de \mathbf{Z} .

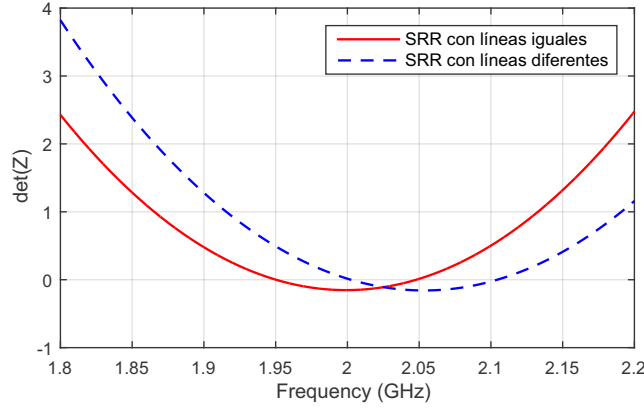


Figura 2.14: Determinante de la matriz de impedancia de circuito abierto \mathbf{Z} vs. frecuencia, línea roja: SRR con longitudes iguales; línea azul: SRR con longitudes diferentes, determinante de la matriz \mathbf{Z} en función de la frecuencia.

De la comparación de ambos modelos, se destaca que el modelo de medio resonador de longitudes distintas tiene un mayor grado de libertad para la determinación de las frecuencias de resonancia del modelo.

2.1.3. Distribución de corrientes en el resonador

La distribución total de corriente a lo largo de cada conductor se puede obtener uniando las distribuciones de corriente de cada sección $\mathbf{Z}_{l_1}(\theta_1)$, $\mathbf{Z}_{l_2}(\theta_2)$ y $\mathbf{Z}_{l_c}(\theta_c)$. Las amplitudes arbitrarias \mathbf{v}_0^+ and \mathbf{v}_0^- se pueden resolver aplicando las condiciones de contorno en cada terminal para cada sección.

De modo que la distribución de corriente expresada en (2.33), ha sido escrita separadamente para cada conductor en términos de las condiciones de contorno en el plano de simetría. La generalización de la distribución de corriente se determina por cada subsección.

Las condiciones de contorno son de tres tipos:

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

1. Los extremos de las aperturas del resonador se representan como circuito abierto.
2. La corriente es continua entre los conductores de cada sub-sección.
3. En el plano de simetría del SRR se ubican los componentes de los vectores propios correspondientes al valor propio igual a cero de la matriz singular \mathbf{Z} .

Para una línea de transmisión simple, como la de la figura 2.15 la corriente en el conductor $\mathbf{i}(z)$, como en las secciones anteriores se expresan en función de las ondas de corriente

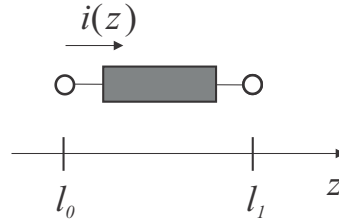


Figura 2.15: Línea de transmisión de un sólo conductor.

$$\mathbf{i}(z) = e^{-j\beta z} \mathbf{i}_0^+ + e^{j\beta z} \mathbf{i}_0^- \quad (2.43)$$

que al expresarla en función de puntos específicos de z , que en la figura 2.15, serán l_0 y l_1

$$i(l_0) = e^{-j\beta l_0} \mathbf{i}_0^+ + e^{j\beta l_0} \mathbf{i}_0^- \quad (2.44)$$

$$i(l_1) = e^{-j\beta l_1} \mathbf{i}_0^+ + e^{j\beta l_1} \mathbf{i}_0^- \quad (2.45)$$

al expresarlos en forma matricial, se tiene

$$\begin{bmatrix} i(l_0) \\ i(l_1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\beta l_0} & e^{j\beta l_0} \\ e^{-j\beta l_1} & e^{j\beta l_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_0^+ \\ \mathbf{i}_0^- \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

despejando las ondas de corriente $\begin{bmatrix} \mathbf{i}_0^+ \\ \mathbf{i}_0^- \end{bmatrix}$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_0^+ \\ \mathbf{i}_0^- \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} e^{-j\beta l_0} & e^{j\beta l_0} \\ e^{-j\beta l_1} & e^{j\beta l_1} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i(l_0) \\ i(l_1) \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{2j \sin \beta(l_0 - l_1)} \begin{bmatrix} e^{j\beta l_1} & -e^{j\beta l_0} \\ -e^{-j\beta l_1} & e^{-j\beta l_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(l_0) \\ i(l_1) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

2.1. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

Reemplazando en (2.43),

$$\begin{aligned}
 \mathbf{i}(z) &= \frac{1}{2j \sin \beta(l_0 - l_1)} \left\{ e^{-j\beta z} [e^{j\beta l_1} i(l_0) - e^{j\beta l_0} i(l_1)] + e^{j\beta z} [-e^{-j\beta l_1} i(l_0) + e^{-j\beta l_0} i(l_1)] \right\} \\
 &= \frac{1}{2j \sin \beta(l_0 - l_1)} \left\{ [e^{-j\beta(z-l_1)} - e^{j\beta(z-l_1)}] i(l_0) + [-e^{-j\beta(z-l_0)} + e^{j\beta(z-l_0)}] i(l_1) \right\} \\
 &= \frac{1}{2j \sin \beta(l_0 - l_1)} \{ (-2j \sin \beta(z - l_1)) i(l_0) + (2j \sin \beta(z - l_0)) i(l_1) \} \\
 &= \frac{\sin \beta(l_1 - z)}{\sin \beta(l_1 - l_0)} i(l_0) + \frac{\sin \beta(z - l_0)}{\sin \beta(l_1 - l_0)} i(l_1)
 \end{aligned}$$

expresado en forma matricial resulta

$$\mathbf{i}(z) = \frac{1}{\sin \beta(l_1 - l_0)} \begin{bmatrix} i(l_0) & i(l_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin \beta(l_1 - z) \\ \sin \beta(z - l_0) \end{bmatrix}. \quad (2.47)$$

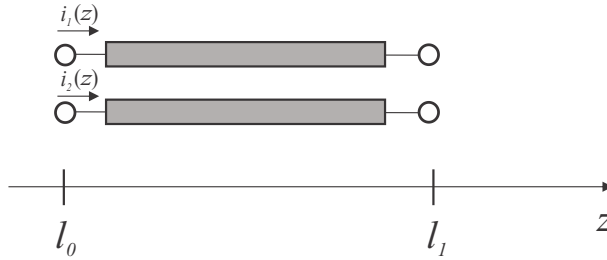


Figura 2.16: Línea de transmisión de dos conductores.

Para una línea de transmisión acoplada de dos o más conductores como la de la figura 2.16, la generalización de la distribución de corriente puede expresarse como,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_1(z) \\ \mathbf{i}_2(z) \end{bmatrix} = \frac{\sin \beta(l_1 - z)}{\sin \beta(l_1 - l_0)} \begin{bmatrix} i_1(l_0) \\ i_2(l_0) \end{bmatrix} + \frac{\sin \beta(z - l_0)}{\sin \beta(l_1 - l_0)} \begin{bmatrix} i_1(l_1) \\ i_2(l_1) \end{bmatrix}. \quad (2.48)$$

De forma matricial se tiene:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_1(z) \\ \mathbf{i}_2(z) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sin \beta(l_1 - l_0)} \begin{bmatrix} i_1(l_0) & i_1(l_1) \\ i_2(l_0) & i_2(l_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin \beta(l_1 - z) \\ \sin \beta(z - l_0) \end{bmatrix}. \quad (2.49)$$

En la sección acoplada de la figura 2.13, un extremo de cada conductor termina en un circuito abierto, de forma que en (2.49) se puede considerar $i_1(l_1) = i_2(l_0) = 0$.

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

Así la distribución de corriente de una línea de transmisión acoplada se reduce a,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_1(z) \\ \mathbf{i}_2(z) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sin \beta(l_1 - l_0)} \begin{bmatrix} i_1(l_0) \sin \beta(l_1 - z) \\ i_2(l_1) \sin \beta(z - l_0) \end{bmatrix}. \quad (2.50)$$

La distribución de corriente del primer conductor del modelo de medio resonador de la figura 2.13 resulta

$$\mathbf{i}_1(z) = \begin{cases} \frac{i_1(0) \sin \beta(l_1 - z) + i_1(l_1) \sin \beta z}{\sin \beta l_1} & z \in [0, l_1] \\ \frac{i_1(l_1) \sin \beta(l_c + l_1 - z)}{\sin \beta(l_c)} & z \in [l_1, l_c + l_1] \\ 0 & z \in [l_c + l_1, l_2 + l_c + l_1] \end{cases} \quad (2.51)$$

mientras que la corriente del segundo conductor es

$$\mathbf{i}_2(z) = \begin{cases} 0 & z \in [0, l_1] \\ \frac{i_2(l_c) \sin \beta(z - l_1)}{\sin \beta(l_c)} & z \in [l_1, l_1 + l_c], \\ \frac{i_2(l_c) \sin \beta(l_1 + l_c + l_2 - z) + i_2(l_2) \sin \beta(z - l_c - l_1)}{\sin \beta(l_2)} & z \in [l_1 + l_c, l_1 + l_c + l_2] \end{cases} \quad (2.52)$$

Las corrientes que cruzan el plano de simetría del resonador $i_1(0)$ y $i_2(l_2)$, son los vectores propios correspondientes a los valores propios de la matriz de impedancia de circuito abierto \mathbf{Z} de medio resonador. Las corrientes en las uniones $i_1(l_1)$ e $i_2(l_c)$, se hallan de modo que se asegure la continuidad a lo largo del conductor.

El método se describe en el Apéndice E, donde las distribuciones de voltaje en cada sub-sección se igualan en las uniones de cada sección l_1 y l_c en (2.53). Para asegurar la continuidad de las corrientes en el plano de simetría los voltajes en este punto deben ser cero.

$$\mathbf{v}_1(z) = \begin{cases} j \frac{\mathbf{Z}_c [-i_1(0) \cos \beta(l_1 - z) + i_1(l_1) \cos \beta z]}{\sin \beta l_1} & z \in [0, l_1] \\ j \frac{[-Z_{c11} i_1(l_1) \cos \beta(l_c + l_1 - z) + Z_{c12} i_2(l_c) \cos \beta(z - l_1)]}{\sin \beta(l_c)} & z \in [l_1, l_c + l_1] \\ 0 & z \in [l_c + l_1, l_2 + l_c + l_1] \end{cases} \quad (2.53)$$

$$\mathbf{v}_2(z) = \begin{cases} 0 & z \in [0, l_1] \\ j \frac{[-Z_{c21} i_1(l_1) \cos \beta(l_c + l_1 - z) + Z_{c22} i_2(l_c) \cos \beta(z - l_1)]}{\sin \beta(l_c)} & z \in [l_1, l_c + l_1] \\ j \frac{\mathbf{Z}_c [-i_2(l_c) \cos \beta(l_2 + l_c + l_1 - z) + i_2(l_2) \cos \beta(z - l_c)]}{\sin \beta(l_2)} & z \in [l_c + l_1, l_2 + l_c + l_1] \end{cases} \quad (2.54)$$

2.1. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

De modo que, particularizando en $z = 0$ y $z = l_2$ e igualando las derivadas de las corrientes a cero, las corrientes en las uniones $i_1(l_1)$ e $i_2(l_c)$ pueden ser expresadas en términos de las corrientes representadas por los vectores propios resolviendo (2.55). Estos cálculos están desarrollados en el Apéndice E.

$$\left[\begin{bmatrix} \frac{Z_1^c \cos \beta(l_1)}{\sin \beta l_1} & 0 \\ 0 & -\frac{Z_2^c \cos \beta(l_2-l_c)}{\sin \beta(l_2-l_c)} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sin \beta(l_c-l_1)} \begin{bmatrix} Z_{11}^c \cos \beta(l_c-l_1) & -Z_{12}^c \\ Z_{21}^c & -Z_{22}^c \cos \beta(l_c-l_1) \end{bmatrix} \right] \begin{bmatrix} i_1(l_1) \\ i_2(l_c) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_1^c}{\sin \beta l_1} i(l_0) \\ -\frac{Z_2^c}{\sin \beta(l_2-l_c)} i_2(l_2) \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

donde $\mathbf{Z}^c = \begin{bmatrix} Z_{11}^c & Z_{12}^c \\ Z_{21}^c & Z_{22}^c \end{bmatrix}$ y $\mathbf{Z}_1^c, \mathbf{Z}_2^c$ son las matrices de impedancia característica de cada subsección.

Así se tiene que

$$i_1(l_1) = i_1(0) \cos \beta l_1 \quad (2.56)$$

e

$$i_2(l_c) = i_2(l_2) \cos \beta(l_2 - l_c). \quad (2.57)$$

Si las corrientes del vector propio tienen la misma fase, la distribución total de la corriente tendrá la misma fase, con excepción de los cambios de signo. De modo que una resonancia está caracterizada por la onda "pura" generada.

Al conectar el modelo de medio resonador con su complemento se obtiene el resonador SRR completo, la dirección de propagación se establece a lo largo del resonador completo.

Para la distribución de corriente total se tienen en cuenta la distribución de corriente de ambos conductores (2.51) y (2.52). El modelado del anillo completo considera la continuidad de la corriente en las uniones a lo largo de los anillos y en las uniones de las respectivas sub-secciones, y está expresada en función de la corriente en el plano de simetría $i_1(0)$ y $i_2(l_2)$. La segunda mitad de la sección se determina en (2.58) y (2.59), con la función determinada para el complemento del modelo. Las cuales se obtienen mediante un cambio de variable $z' = 2(l_1 + l_c + l_2) - z$,

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

para $z' \in [l_1 + l_c + l_2, 2(l_1 + l_c + l_2)]$.

$$\mathbf{i}_1(z) = \begin{cases} 0 & z \in [l_1 + l_c + l_2, l_1 + l_c + 2l_2] \\ \frac{i_1(l_1) \sin \beta(z - (l_1 + l_c + 2l_2))}{\sin \beta(l_c)} & z \in [l_1 + l_c + 2l_2, l_1 + 2(l_c + l_2)] \\ \frac{i_1(0) \sin \beta(z - l_1 - 2(l_c + l_2)) + i_1(l_1) \sin \beta(2(l_1 + l_c + l_2) - z)}{\sin \beta l_1} & z \in [l_1 + 2(l_c + l_2), 2(l_1 + l_c + l_2)] \end{cases} \quad (2.58)$$

$$\mathbf{i}_2(z) = \begin{cases} \frac{i_2(l_c) \sin \beta(z - (l_1 + l_c + l_2)) + i_2(l_2) \sin \beta(2l_2 + l_c + l_1 - z)}{\sin \beta(l_2)} & z \in [l_1 + l_c + l_2, l_1 + l_c + 2l_2] \\ \frac{i_2(l_c) \sin \beta(2(l_2 + l_c) + l_1 - z)}{\sin \beta(l_c)} & z \in [l_1 + l_c + 2l_2, l_1 + 2(l_c + l_2)] \\ 0 & z \in [l_1 + 2(l_c + l_2), 2(l_1 + l_c + l_2)] \end{cases} \quad (2.59)$$

En la figura 2.17 se muestra la distribución de corriente a lo largo de dos anillos que conforman un resonador de diferentes longitudes a la primera y segunda resonancia respectivamente. La línea roja de la figura 2.17(a), es la distribución de corriente del anillo interno, la apertura se ubica en los extremos de la gráfica, la línea azul, representa la distribución de corriente a lo largo del anillo externo, el espacio ubicado al medio corresponde a la apertura del anillo externo.

El signo negativo de la distribución de corriente del anillo interno de la 2.17(a) representa el sentido inverso al de la corriente en el anillo externo. Esto sucede en la primera frecuencia de resonancia (f_r), que fue hallada con el valor de θ de la matriz singular \mathbf{Z} . Con la f_r obtenida, se representa (2.51) y (2.52) en función de las longitudes de los anillos que forman el resonador.

Para la figura 2.17(b) se presentan las corrientes de los anillos del resonador del mismo modo, la apertura de los anillo en el medio para el conductor externo y en los extremos para el conductor interno, estos resultados corresponden a la segunda frecuencia de resonancia. Ambas corrientes se desplazan en el mismo sentido a lo largo de cada anillo del resonador. Se observa la continuidad de la corriente en el plano de simetría y como efecto del acoplamiento entre los conductores se observa una mínima variación de la amplitud de la corriente en las uniones de las sub-secciones.

En la figura 2.17, se observa también la simulación electromagnética de la distribución de corriente superficial compleja sobre los anillos del SRR, la cual ha sido realizada en el software de simulación electromagnética Ansys HFSS. Los resultados de la respuesta del algoritmo y la respuesta electromagnética son bastante semejantes, lo cual confirma la fiabilidad de la solución planteada en este trabajo. En la simulación electromagnética se observa unas variaciones en la amplitud de la distribución de corriente en las uniones de las sub-secciones, el cual se interpreta como las variaciones de la amplitud debido al cambio de la distribución de la corriente de una sección de línea de transmisión acoplada a una sección de línea de un solo conductor.

2.1.4. Cálculo del factor de calidad externo y la energía electromagnética almacenada de un resonador

En resonancia, uno de los parámetros que caracteriza el comportamiento y la eficiencia de una estructura es el factor de calidad Q , el cual describe la calidad de resonancia del dispositivo, una buena calidad significa bajas pérdidas.

Existen tres tipos de factor de calidad, el factor de calidad no cargado (Q_u , *Unloaded quality factor*), factor de calidad cargado (Q_L , *Loaded quality factor*) y factor de calidad externo (Q_e , *External quality factor*), los cuales son nombrados de forma continua en la literatura de estructuras microondas [NW12], [ZIKP10], [GN06].

El factor de calidad Q_u y Q_e son parámetros fundamentales en el diseño de resonadores microondas [KL99]. Estos parámetros están relacionados como

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_e} \quad (2.60)$$

La importancia del factor de calidad no cargado Q_u se debe a que describe las pérdidas del propio resonador.

El factor de calidad no cargado se define como

$$Q_u \approx \frac{\text{energía almacenada}}{\text{energía disipada}} \quad (2.61)$$

y depende de las características propias del resonador.

El factor de calidad externo Q_e está relacionado con los acoplamientos de entrada y salida a la estructura. La energía electromagnética es usualmente introducida al resonador a través de una línea de alimentación, la cual suministra fuentes de campos para excitar a la estructura resonante [NW12].

Y el factor de acoplamiento cargado Q_L es la relación de ambas características como se observa en (2.60).

Existe un coeficiente de acoplamiento β entre la línea de alimentación y el resonador, el cual afecta la calidad total de la resonancia, vista desde la entrada del sistema, pero no afecta el factor de calidad no cargado del propio resonador. Específicamente, la relación entre Q_L , Q_u y β está dado como

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_u} + \frac{\beta}{Q_u} \quad (2.62)$$

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

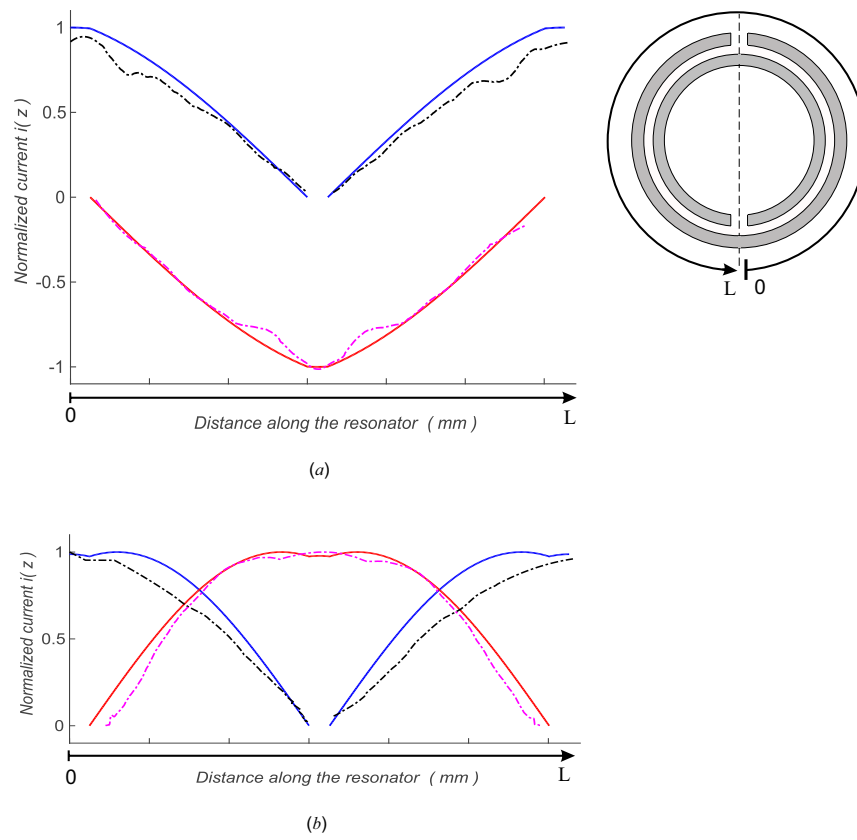


Figura 2.17: Distribución de corriente en un SRR del modelo de medio resonador (línea azul: anillo externo; línea roja: anillo interno), simulación electromagnética (línea punteada negra: anillo externo; línea punteada magenta: anillo interno), (a) en primera resonancia, (b) en segunda resonancia.

2.1. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

De modo que, comparando (2.60) con (2.62), Q_e se puede expresar como

$$Q_e = \frac{Q_u}{\beta} \quad (2.63)$$

y representa la medida de como la impedancia de la línea de alimentación es acoplada a la del resonador, de esta forma se analiza cuanta potencia es perdida o reflejada [NW12].

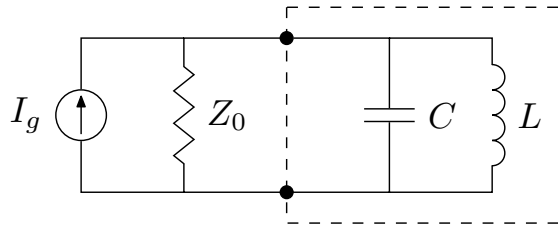


Figura 2.18: Resonador pasabanda LC en paralelo.

La figura 2.18 muestra el modelo de un resonador sin pérdidas, que consiste en un circuito tanque LC en paralelo, el cual se encuentra conectado a un generador de corriente con impedancia interna Z_o .

Se asume sobre este generador que la impedancia interna Z_o es constante en todo el ancho de banda de interés, de forma equivalente, el coeficiente de acoplamiento de entrada del resonador es invariante en frecuencia.

Es importante recalcar que este modelo se usa para caracterizar el SRR alrededor de cada una de sus resonancias y, por lo tanto, las condiciones previas significan que el acoplamiento de entrada es el mismo en ambas resonancias. El resonador está totalmente caracterizado por dos parámetros: su frecuencia de resonancia $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ y su nivel de impedancia $Z_i = \sqrt{L/C}$. En la frecuencia de resonancia, el factor de calidad externo es [Col01]

$$Q_e = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = \omega_0 \frac{W_m(\omega) + W_e(\omega)}{P_0} \bigg|_{\omega=\omega_0} = \omega_0 \frac{2W_m(\omega_0)}{P_0} \quad (2.64)$$

donde P_0 es la potencia enviada a Z_0 , $W_m(\omega)$ y $W_e(\omega)$ son la energía magnética y eléctrica promedio almacenada en el resonador, respectivamente. Ambas son iguales en condiciones de resonancia ($\omega = \omega_0$). Claramente, el ancho de banda es solo $\Delta\omega = P_0/2W_m(\omega_0)$. Asumiendo como ya se mencionó anteriormente que Z_0 es invariable, y que la potencia $P_0 = |I_g|^2 Z_0/2$ es también constante, además del coeficiente constante $P_0/2$, la energía magnética almacenada se convierte en una medida de la inversa del ancho de banda.

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

Cada resonancia está relacionada con un determinado factor de calidad externo Q_e . El circuito del resonador en estudio se ha establecido libre de pérdidas, de modo que el factor de calidad del que obtenemos información relevante es Q_e , donde la única carga es la del circuito exterior, el cual se obtiene de una manera simple y sencilla, $Q_e = \omega_0/\Delta\omega$.

El factor de calidad externo brinda la información del acoplamiento entre el resonador y el circuito exterior, y está relacionado con el ancho de banda en cada resonancia. Cada resonancia producida por un SRR está relacionada con un factor de calidad Q_e , de modo que, es posible obtener información sobre el ancho de banda de cada resonancia a partir de su Q_e , el ancho de banda se obtiene a partir de la energía eléctrica o magnética almacenada en el resonador (2.64).

El análisis que se hace de un SRR es a partir de la relación entre los anchos de banda BWR, definida previamente como el cociente entre el ancho de banda de la frecuencia de la segunda resonancia y el de la primera resonancia. Para esto se asume que la red externa del resonador es constante, por tanto el acoplamiento para ambas resonancias es el mismo, de modo que, lo que realmente se va a analizar es la relación entre la energía almacenada de ambas resonancias, sin necesidad de obtener el valor del Q_e como tal.

Usualmente, la energía electromagnética almacenada se introduce al resonador a través de una línea de alimentación acoplada como se ve en la figura 2.19, que proporciona la fuente de campos que excitan a la estructura resonante. En [HL04] se establece que el acoplamiento entre la línea de alimentación y el resonador, esta sintonizado de forma asíncrona, este tipo de sintonización se da cuando los resonadores acoplados tienen frecuencias de auto-resonancia distintas. Este acoplamiento tiene un efecto muy pequeño en el acoplamiento propio del resonador.

La energía magnética promedio almacenada en un sistema distribuido con múltiples conductores [SSBTP11] es

$$W_m = \frac{1}{2} \int \mathbf{i}^H(z) \mathbf{L}(z) \mathbf{i}(z) dz \quad (2.65)$$

donde $\mathbf{L}(z)$ es la matriz de inductancias distribuidas, $\mathbf{i}(z)$ el vector columna de las corrientes de cada conductor, y $\mathbf{i}^H(z)$ su transpuesta conjugada. En el caso de resonancia, $\mathbf{i}(z)$ es real (como ya se ha indicado) y esta última devuelve la transpuesta $\mathbf{i}^T(z)$.

Para calcular la energía magnética total almacenada del modelo de medio resonador, se hace un cálculo previo para cada sub-sección en las líneas de transmisión de un solo conductor y en las líneas acopladas de la figura 2.13.

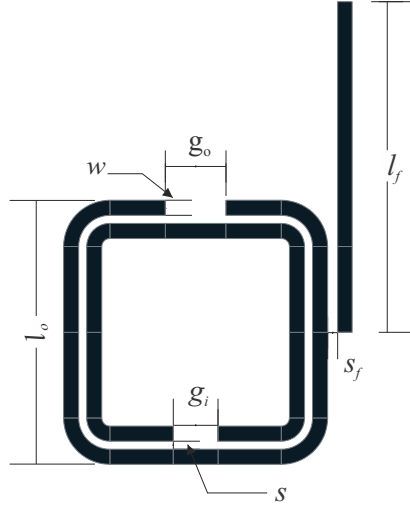


Figura 2.19: SRR con línea de alimentación acoplada.

Para cada línea de transmisión de un solo conductor la energía magnética almacenada es

$$W_m^A = \frac{1}{2} \int_0^{l_1} L_1 i_1^2(z) dz \quad (2.66)$$

y

$$W_m^C = \frac{1}{2} \int_{l_c+l_1}^{l_2+l_c+l_1} L_2 i_2^2(z) dz \quad (2.67)$$

donde W_m^A y W_m^C son las energía magnéticas almacenadas para las líneas simples de transmisión de longitud l_1 y l_2 , respectivamente. L_1 y L_2 son las inductancias por unidad de longitud de cada conductor.

La energía magnética almacenada en la sección de línea de transmisión acoplada es

$$W_m^B = \frac{1}{2} \int_{l_1}^{l_c+l_1} (L_{11} i_1^2(z) + (L_{12} + L_{21}) i_1(z) i_2(z) + L_{22} i_2^2(z)) dz \quad (2.68)$$

donde W_m^B es la energía magnética almacenada en la sección acoplada de longitud l_c , \mathbf{L} es la matriz de inductancia por unidad de longitud de la sección acoplada, $i_1(z)$ y $i_2(z)$, son las distribuciones de corriente en cada conductor del medio resonador del SRR de (2.51) y (2.52).

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

Finalmente, la energía magnética total, W_m es

$$W_m = \frac{1}{2} \left\{ \int_0^{l_1} L_1 i_1^2(z) dz + \int_{l_1}^{l_c+l_1} (L_{11} i_1^2(z) + (L_{12} + L_{21}) i_1(z) i_2(z) + L_{22} i_2^2(z)) dz + \int_{l_c+l_1}^{l_2+l_c+l_1} L_2 i_2^2(z) dz \right\} \quad (2.69)$$

La energía eléctrica almacenada en el SRR se calcula de forma similar para cada línea de transmisión de un solo conductor

$$W_e^A = \frac{1}{2} \int_0^{l_1} C_1 v_1^2(z) dz \quad (2.70)$$

y

$$W_e^C = \frac{1}{2} \int_{l_c+l_1}^{l_2+l_c+l_1} C_2 v_2^2(z) dz \quad (2.71)$$

donde W_e^A y W_e^C son las energía eléctricas almacenadas para las líneas simples de transmisión de longitud l_1 y $(l_2 - l_c)$, respectivamente; C_1 y C_2 son las capacitancias por unidad de longitud de cada conductor. La energía eléctrica almacenada en la sección de línea de transmisión acoplada es

$$W_e^B = \frac{1}{2} \int_{l_1}^{l_c+l_1} (C_{11} v_1^2(z) + (C_{12} + C_{21}) v_1(z) v_2(z) + C_{22} v_2^2(z)) dz \quad (2.72)$$

donde W_e^B es la energía eléctrica almacenada en la sección acoplada de longitud $(l_c - l_1)$, \mathbf{C} es la matriz de inductancia por unidad de longitud de la sección acoplada, $v_1(z)$ y $v_2(z)$, son las distribuciones de voltaje en cada conductor del medio resonador del SRR de (2.53) y (2.54).

Finalmente, la energía eléctrica total, W_e es

$$W_e = \frac{1}{2} \left\{ \int_0^{l_1} C_1 v_1^2(z) dz + \int_{l_1}^{l_c+l_1} (C_{11} v_1^2(z) + (C_{12} + C_{21}) v_1(z) v_2(z) + C_{22} v_2^2(z)) dz + \int_{l_c+l_1}^{l_2+l_c+l_1} C_2 v_2^2(z) dz \right\}. \quad (2.73)$$

Teóricamente, las principales fuentes de pérdida que contribuye a la potencia promedio disipada en el resonador son las pérdidas en el dieléctrico, las pérdidas debido a la conductividad finita de los conductores usados y las pérdidas debido a la radiación de los conductores. Para aplicaciones no radiantes, tales como filtros

2.1. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

electromagnéticos, diplexores, o redes acopladas, la potencia disipada de los resonadores se calcula basada solo en las pérdidas del dieléctrico y del conductor [NW12].

Si se consideran las dos resonancias del SRR, se define la razón de ancho de banda como el cociente entre los anchos de banda respectivos en la segunda y la primera resonancia, relacionando el concepto de factor de calidad externo en términos de la energía almacenada de la ecuación (2.64), donde se realiza la aproximación de igualar el valor de la potencia enviada a la carga en ambas resonancias. De modo que, la relación de ancho de banda BWR es inversamente proporcional al cociente de la energía eléctrica o magnética almacenada.

$$\text{BWR} \triangleq \frac{\Delta\omega_2}{\Delta\omega_1} = \frac{W_m(\omega_{01})}{W_m(\omega_{02})}. \quad (2.74)$$

Cada ancho de banda depende de la excitación del resonador, pero su razón es una propiedad del resonador por sí mismo, siempre que ambas resonancias sean excitadas de la misma forma. La ecuación (2.74) también muestra que, para obtener la razón BWR, la energía magnética promedio almacenada en el resonador en cada frecuencia de resonancia debe ser calculada previamente.

2.1.4.1. Análisis del modelo equivalente con elementos concentrados del resonador SRR

Otra forma de hallar la relación de ancho de banda de las dos resonancias del SRR es utilizando el parámetro de la pendiente máxima de la fase del resonador. Para realizar este análisis, el resonador de líneas de transmisión acoplada será representado por un resonador LC en paralelo, cuyas propiedades serán definidas en términos de los parámetros de la pendiente de susceptancia [MHS94].

Se realizará una comparación entre el BWR obtenido en términos de la máxima pendiente de susceptancia y el BWR hallado en función de la energía almacenada, para poder validar el modelo de medio resonador.

Para muchas aplicaciones, como la síntesis de filtros de banda dual basados en matrices de acoplamiento [GLSP11], se requiere un modelo de elementos concentrados. En esta sección se presenta el modelo para un SRR, el cual servirá para compararlo con el modelo de parámetros distribuidos propuesto.

Las especificaciones del modelo de parámetros concentrados son, las frecuencias

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

de resonancia del resonador, también denominadas frecuencias propias, ω_{01} y ω_{02} , y el BWR, los cuales deben ser calculados para compararlo con el modelo distribuido.

El circuito equivalente del resonador la línea de transmisión acoplada de diferentes longitudes se considera sin pérdidas. De forma que, los elementos reactivos del circuito equivalente se determinan igualando los parámetros de la pendiente de los elementos del circuito equivalente a los parámetros de la pendiente del circuito de las líneas de transmisión, con lo que se confirma el mismo tipo de resonancia, mientras que la resistencia y la conductancia son eliminadas.

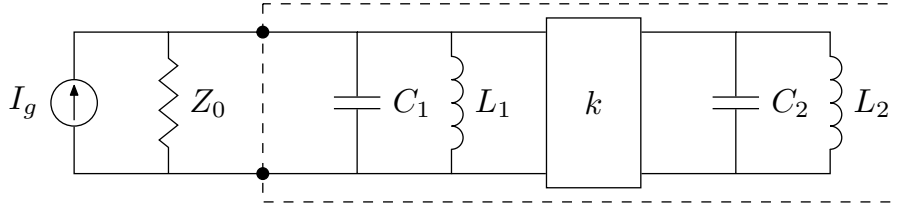


Figura 2.20: Prototipo de elementos concentrados de un resonador de banda dual. El rectángulo sólido representa un inversor de admitancia.

La figura 2.20 muestra un prototipo de un resonador de banda dual el cual está compuesto de dos resonadores LC en paralelo que representan cada uno de los anillos del SRR [MHS94]. El anillo interno (formado por L_2 y C_2) es acoplado al anillo externo (L_1 y C_1) a través de un inversor de admitancia de coeficiente k [MHS94], [Lam07]. Se observa como en la figura 2.18, el anillo externo está directamente conectado al generador y, de este modo, cualquier acoplamiento externo es implícitamente incluido en la impedancia de carga Z_o .

La frecuencia de resonancia de cada anillo aislado es

$$\omega_i = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}}, \quad i \in \{1, 2\} \quad (2.75)$$

y la impedancia de cada anillo aislado es

$$Z_i = \sqrt{\frac{L_i}{C_i}}, \quad i \in \{1, 2\} \quad (2.76)$$

Las frecuencias de resonancias y las impedancias de cada anillo constituyen una representación completa de cada resonador LC sin pérdidas, alternativa al par L_i, C_i .

2.1. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

La red está definida por la admitancia de entrada del resonador LC en paralelo, que en términos de la frecuencia angular es

$$Y(\omega) = j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1} + \frac{k^2}{j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_2}}, \quad (2.77)$$

la cual es puramente reactiva, $Y(\omega) = jB(\omega)$. Alternativamente, la susceptancia del resonador es

$$B(\omega) = \frac{1}{Z_1} \left(\frac{\omega}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega} \right) - k^2 Z_2 \left(\frac{\omega}{\omega_2} - \frac{\omega_2}{\omega} \right)^{-1}. \quad (2.78)$$

Se observa que usando la propiedad de normalización del inversor de impedancia y escogiendo el valor de Z_o ambas impedancias pueden ser normalizadas, $Z_1 = Z_2 = 1$, sin perder generalidad. Luego de un desarrollo matemático, (2.78) resulta

$$B(\omega) = \frac{\omega^4 - (\omega_1^2 + \omega_2^2 + k^2 Z_1 Z_2 \omega_1 \omega_2) \omega^2 + \omega_1^2 \omega_2^2}{Z_1 \omega_1 (\omega^2 - \omega_2^2) \omega} \quad (2.79)$$

Si el resonador SRR es usado en un filtro, los polos de la función racional de (2.79), en $\omega = \{0, \infty, \pm\omega_2\}$, constituyen los ceros de transmisión. De esta manera, se forma el comportamiento pasabanda, con un cero de transmisión localizado entre las dos bandas de paso. Las bandas de paso por sí mismas son generadas por las resonancias, cuyas frecuencias de resonancia son las raíces del numerador $B(\omega)$, $\omega = \{\pm\omega_{01}, \pm\omega_{02}\}$. Estas cuatro frecuencias de resonancia pueden ser calculadas a partir de las raíces del polinomio de segundo orden en la variable ω^2 que es el numerador, $\{\omega_{01}^2, \omega_{02}^2\}$. El factor de acoplamiento k determina el acoplamiento entre los anillos. En el límite cuando k tiende a cero, las frecuencias propias del SRR tienden a ser las frecuencias de resonancia de los anillos aislados.

Paralelo a la frecuencia de resonancia, la caracterización clásica de un resonador en paralelo como el de la figura 2.18 requiere también el parámetro de susceptancia [MYJ64],

$$b(\omega_0) \triangleq \frac{\omega_0 B'(\omega_0)}{2} \quad (2.80)$$

Desde que $b(\omega_0) = Q_e/Z_0$, y usando (2.64),

$$b(\omega_0) = \omega_0 \frac{2W_m}{Z_0 P_0}. \quad (2.81)$$

La derivada de la susceptancia representa el parámetro de la pendiente máxima, el cual brinda un significado muy conveniente para relacionar las propiedades de resonancia de cualquier circuito a un circuito equivalente de elementos reactivos, el

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

parámetro de la pendiente de susceptancia dado en (2.81) es similar a $\omega_0 C = 1/\omega_0 L$ para el equivalente de circuito de elementos concentrados en paralelo.

Como se ha establecido en la sección anterior, ambos Z_0 y P_0 son considerados constantes y, de este modo, (2.80) y (2.81) prueban que tanto la derivada de la susceptancia $B'(\omega_0)$ y la energía magnética almacenada W_m son proporcionales entre ellas.

El parámetro de la pendiente máxima representa el comportamiento de la admitancia característica del resonador a través de su respuesta de fase, y también la energía almacenada en el resonador, que se relaciona con el factor de calidad externo Q_e [Riz88],

$$Q_e = \frac{\omega_0}{2G} \left. \frac{db}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (2.82)$$

donde G es la conductancia asociada con las pérdidas en el circuito resonante.

La relación de ancho de banda puede ser relacionada con el parámetro de la pendiente máxima de la susceptancia en $BW = \omega_0/Q_e$.

Cuando se aplica al resonador de banda-dual en la figura 2.20, el resultado previo permite definir la razón BWR como en (2.74),

$$\text{BWR} = \frac{\Delta\omega_2}{\Delta\omega_1} = \frac{B'(\omega_{01})}{B'(\omega_{02})}. \quad (2.83)$$

Finalmente, una expresión para la derivada de la susceptancia puede ser calculada de (2.78),

$$B'(\omega) = \frac{\omega^2 + \omega_1^2}{Z_1 \omega_1 \omega^2} + k^2 Z_2 \omega_2 \frac{\omega^2 + \omega_2^2}{(\omega^2 - \omega_2^2)^2}. \quad (2.84)$$

donde $B'(\omega)$ es una función de ω^2 y, de este modo, las sustituciones requeridas en (2.83) pueden ser directamente realizadas con $\{\omega_{01}^2, \omega_{02}^2\}$, las raíces del polinomio de segundo orden en ω^2 que constituye el numerador de $B(\omega)$ en (2.79).

Las resonancias del SRR se localizan entre los puntos de la máxima pendiente de fase alrededor de $\pm 90^\circ$, donde se obtiene el ancho de banda absoluto, como se observa en la figura 2.21. Por lo tanto, el factor de calidad también se obtiene con $Q_e = f_0/\Delta f_{\pm 90^\circ}$.

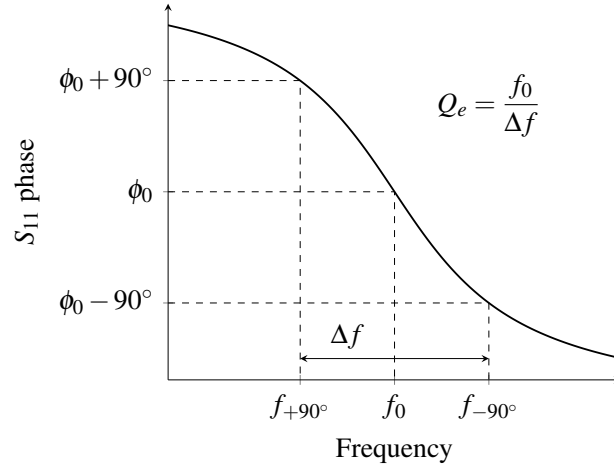


Figura 2.21: Cálculo del factor de calidad externo (Q_{ext}).

2.1.4.2. Análisis del modelo de elementos distribuidos de un resonador SRR

Como análisis circuital se puede realizar una medida del parámetro de la pendiente máxima para evaluar el SRR, con lo que se hace necesario realizar el diseño del resonador. Para esto se pueden aplicar algunas técnicas de diseño para resonadores de anillo abierto [HL04].

La forma circular del SRR de la figura 2.1 no se recomienda para algunas aplicaciones como son filtros pasa banda, esto debido a que el acoplamiento entre resonadores adyacentes es muy pobre. Para mejorar el acoplamiento entre resonadores es posible realizar un ajuste geométrico a la estructura, mediante la inserción de líneas de transmisión acopladas rectas entre los SRRs. Como resultado se obtiene una estructura cuadrada con las esquinas curvadas, como la de la figura 2.19. Esta estructura geométrica de resonador es la que se utilizará en las aplicaciones para probar la fiabilidad del modelo propuesto.

Las resonancias se ubican en los puntos de la máxima pendiente de la respuesta de fase del parámetro S_{11} , el ancho de banda de cada una de las resonancias se mide en un rango de $\pm 90^\circ$ de cada pendiente máxima como se observa en la figura 2.21 y la relación de ancho de banda entre ellas, BWR, es el cociente entre los anchos de banda de la segunda y la primera resonancia. La simulación de este parámetro se ha realizado aplicando la técnica de de-embedding, que consiste en el proceso de calibración de puertos, algo similar a una calibración de un sistema de medición de RF con los conectores usados en la medición. Cada puerto en un circuito analizado de forma electromagnética produce una discontinuidad en los resultados

del análisis. A la vez, cualquier línea de transmisión presente puede introducir un desfase, y posiblemente, desacoplamiento de impedancia y pérdidas. Dependiendo de la naturaleza del análisis, estos efectos podrían ser o no deseables. El proceso de de-embedding permite remover la discontinuidad del puerto y los efectos de la línea de transmisión de los resultados del análisis realizado.

2.2. Acoplamientos del resonador

2.2.1. Acoplamiento externo del resonador

La línea de alimentación de un resonador microstrip puede ser de dos tipos: de línea insertada o de línea acoplada al resonador. Usualmente una línea de alimentación de 50 Ohms es insertada al resonador y el acoplamiento externo es controlado por la posición donde se coloca la línea de alimentación. Cuanto más cerca se encuentra de la tierra virtual del resonador el acoplamiento será más débil, por tanto, el factor de calidad externo Q_e será mayor. Para el tipo de línea acoplada al resonador, que es la que se usa para el análisis de los resonadores en este trabajo, se determina mediante el espacio entre la línea y el ancho de banda de la misma. Normalmente un espacio pequeño y una línea delgada produce un fuerte acoplamiento, que es lo mismo que decir, un factor de calidad externo Q_e pequeño [HL04].

Para obtener el factor de acoplamiento externo de un resonador con un solo puerto, a partir de la respuesta de frecuencia del resonador, se considera el circuito equivalente de la figura 2.20, donde G es la conductancia externa agregada al resonador LC sin pérdidas. El coeficiente de reflexión S_{11} en el puerto de excitación del resonador es

$$S_{11} = \frac{G - Y}{G + Y} = \frac{1 - Y/G}{1 + Y/G} \quad (2.85)$$

donde Y es la admitancia de entrada del resonador dada en (2.77).

Dado que el resonador se ha considerado sin pérdidas, la magnitud de S_{11} es igual a 1. Esto debido a que en la región de resonancia, el resonador en paralelo se comporta como un circuito abierto. Sin embargo, la respuesta de fase de S_{11} cambia en función de la frecuencia como se observa en la figura 2.21, de modo que, como se ha explicado anteriormente, el ancho de banda absoluto de cada resonancia se encuentra entre los puntos de $\pm 90^\circ$ de cada pendiente.

El factor de calidad externo Q_e para cada resonancia se analiza de forma independiente, de modo que para la primera resonancia es

$$Q_{e1} = \frac{\omega_1}{\Delta\omega_{1\pm 90^\circ}} \quad (2.86)$$

y para la segunda resonancia es

$$Q_{e2} = \frac{\omega_2}{\Delta\omega_{2\pm 90^\circ}} \quad (2.87)$$

Es importante comentar que el plano de tierra de S_{11} en una simulación electromagnética puede no ser exactamente igual al circuito de la figura 2.20, lo cual produce un desfase adicional, de modo que la fase de S_{11} simulada no es cero en cada resonancia. En este caso, $\Delta\omega_{\pm 90^\circ}$ se debe determinar desde la frecuencia en la cual presente un desfase de $\pm 90^\circ$ con respecto a la fase absoluta en la frecuencia de resonancia.

2.2.2. Acoplamiento interno del resonador

El tipo acoplamiento entre resonadores de anillo acoplados con la distribución de la figura 2.19, se denomina mixto, porque existe acoplamiento eléctrico y magnético, que están representados en el coeficiente de acoplamiento k de la figura 2.20.

En resonancia la admitancia de entrada se iguala a cero, de modo que,

$$Y(\omega) = j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1} + \frac{k^2}{j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_2}} = 0 \quad (2.88)$$

donde ω_1 y ω_2 y son las frecuencias de resonancia propias de cada anillo y k es el inversor de admitancia, que representa el coeficiente de acoplamiento entre los anillos. Las soluciones de (2.88) son las frecuencias angulares del resonador. De la ecuación (2.88) se despeja el factor de acoplamiento k , resultando

$$k = \pm \sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega}\right) \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_2} - \frac{\omega_2}{\omega}\right)}. \quad (2.89)$$

donde ω tiene un valor para cada resonancia, representada como ω_{01} y ω_{02} , para la primera y segunda resonancia, respectivamente.

Como se observa en la ecuación (2.89), es posible que el valor de k sea negativo, esto depende de la estructura física de acoplamiento del resonador, la cual puede ser

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

encontrada con la ecuación (2.90), donde \overline{E} es el vector de campo eléctrico y \overline{H} es el vector de campo magnético.

$$k = \frac{\iiint \varepsilon \overline{E}_1 \cdot \overline{E}_2 dv}{\sqrt{\iiint \varepsilon |\overline{E}_1|^2 dv \times \iiint \varepsilon |\overline{E}_2|^2 dv}} + \frac{\iiint \mu \overline{H}_1 \cdot \overline{H}_2 dv}{\sqrt{\iiint \mu |\overline{H}_1|^2 dv \times \iiint \mu |\overline{H}_2|^2 dv}} \quad (2.90)$$

Sin embargo, el significado de un acoplamiento positivo o negativo es bastante relativo, esto significa que si se elige un acoplamiento como positivo, un acoplamiento negativo implicaría que la respuesta de fase es opuesta a la del acoplamiento positivo. La respuesta de fase de un acoplamiento se puede hallar con los parámetros de dispersión, en este caso S_{11} , de la estructura acoplada.

Como se ha analizado en la sección 2.1.4.1, en la ecuación (2.82), el factor de calidad externo Q_e está relacionado con el parámetro de máxima pendiente de susceptancia B , que es la derivada de la susceptancia. La susceptancia de la admitancia de entrada B está descrita en términos de las frecuencias de resonancia propias de cada anillo, ω_1 y ω_2 ; de las frecuencias de resonancia del SRR acoplado, ω_{01} y ω_{02} , y del coeficiente de acoplamiento k , tal y como se ve en la ecuación (2.89).

Existe una relación entre el factor de acoplamiento externo representado en el factor de calidad externo Q_e y el factor de acoplamiento interno entre resonadores k , de esta relación se ha determinado que la relación de ancho de banda BWR en términos del parámetro de la pendiente máxima, es proporcional a la relación de ancho de banda BWR en términos de la energía almacenada en el resonador.

2.3. Proceso de Diseño

El proceso de diseño de los resonadores SRR se resume en el diagrama de flujo de la figura 2.22.

Las especificaciones del proceso de diseño son las dos bandas de frecuencia representadas por sus frecuencias centrales $\tilde{\omega}_{01}$, $\tilde{\omega}_{02}$, sus respectivos anchos de banda $\Delta\tilde{\omega}_1$, $\Delta\tilde{\omega}_2$ y el substrato (ε , h).

1. Cálculo de la razón entre las bandas de frecuencia especificadas \widetilde{BWR} usando el segundo término de (2.74). Los parámetros (\widetilde{BWR} , $\tilde{\omega}_{01}$, $\tilde{\omega}_{02}$) serán usados para el diseño del SRR.

2. Estimación del valor inicial de la longitud del conductor externo l_{res} ($\lambda/2$ de la frecuencia escogida entre las dos bandas) y los valores iniciales de las aperturas externa e interna de los anillos g_i , g_o (i.e. $\lambda/16$).
3. El modelo de medio resonador es dividido en sub-secciones como en la figura 2.13. Las líneas de transmisión simples con longitudes l_1 , l_2 y la línea de transmisión acoplada con longitud l_c se obtienen de l_{res} , g_i y g_o .
4. Estimación de los valores iniciales de los parámetros de la sección transversal del modelo de medio resonador de la figura 2.12 (w , s), donde w corresponde al ancho de una línea de transmisión de 50Ω con espacio entre líneas $s = w$.
5. Extracción de los parámetros primarios de la sección transversal de las líneas de transmisión y del sustrato con un simulador circuital. Considerando el modelo equivalente sin pérdidas, $\mathbf{R} = \mathbf{G} = \mathbf{0}$.

- a) Para secciones de líneas de transmisión simples la inductancia por unidad de longitud L es un valor escalar.
- b) Para secciones de línea de transmisión acoplada, \mathbf{L}_c es una matriz de longitud 2×2 .

6. Cálculo de la matriz de impedancia de circuito abierto $\mathbf{Z}(\theta_1, \theta_c, \theta_2)$ del modelo propuesto, que se obtiene al conectar en cascada las matrices de cada sub-sección $\mathbf{Z}_{l_1}(\theta_1)$, $\mathbf{Z}_{l_2}(\theta_2)$ y $\mathbf{Z}_{l_c}(\theta_c)$, los cuales son obtenidos de las ecuaciones (2.36), (2.37) y (2.39).

Se debe observar que las longitudes eléctricas $(\theta_1, \theta_c, \theta_2)$ se obtienen a partir de las longitudes físicas (l_1, l_c, l_2) usando ε_{eff} a partir de los parámetros primarios.

7. Las frecuencias de resonancia ω_{01} , ω_{02} se obtienen cuando la matriz \mathbf{Z} de (2.42) es singular, es decir, $\det \mathbf{Z}(\theta_1, \theta_c, \theta_2) = 0$. Los coeficientes del vector propio correspondientes al valor propio igual a cero de la solución de la matriz \mathbf{Z} son las amplitudes de las corrientes en el plano de simetría.
8. La distribución total de las corrientes a lo largo de cada anillo $(i_1(z), i_2(z))$ se obtienen con (2.51) y (2.52).
9. Cálculo de la energía magnética almacenada en cada conductor $(W_m(\omega_{01}), W_m(\omega_{02}))$ usando las ecuaciones de (2.66) a (2.69).
10. Cálculo de BWR en función de la energía magnética almacenada del modelo de medio resonador con el último término de (2.74).

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

11. Se comparan las frecuencias centrales ($\tilde{\omega}_{01}, \tilde{\omega}_{02}$) calculadas en el paso 1 y las frecuencias de resonancia (ω_{01}, ω_{02}) obtenidas en el paso 7. Además, se compara \tilde{BWR} calculado en el paso 1 y BWR calculado en el paso 10.
12. Los parámetros iniciales del paso 2 (l_{res}, g_i, g_o) se modifican dependiendo de las comparaciones realizadas en el paso anterior. l_{res} incrementa si las frecuencias de resonancia son mayores a las frecuencias centrales, y disminuye en el caso contrario. g_o incrementa si fuera necesario incrementar la frecuencia de resonancia menor, y disminuye si fuera necesario reducir esta frecuencia de resonancia. g_i varía de la misma forma para controlar la frecuencia de resonancia mayor. Sin embargo, es importante observar que las variaciones de estos parámetros afectan los valores de BWR , ω_{01} y ω_{02} . Los nuevos valores de estos parámetros se actualizan en el paso 2, hasta que se logre obtener la especificación.
13. Si no es posible obtener las especificaciones deseadas, los parámetros de la sección transversal (w, s) del paso 4 serán modificados. Si w aumenta, las frecuencias de resonancia y el valor de BWR aumentan, pero si w disminuye, las frecuencias de resonancia y BWR disminuirán. Cuando s disminuye las frecuencias de resonancia se acercan y si s aumenta, las resonancias se alejaran una de la otra.
14. Cuando $BWR \approx \tilde{BWR}$, $\tilde{\omega}_{01} \approx \omega_{01}$ y $\tilde{\omega}_{02} \approx \omega_{02}$ las dimensiones del modelo de medio resonador (w, s, l_{res}, g_o, g_i) son las que se usarán para construir el SRR.

Se debe observar que desde el paso 2 al paso 10 se realiza una función que permite obtener l_{res}, g_o, g_i . La actualización de estas dimensiones se realiza usando el método de Newton-Raphson [WR67].

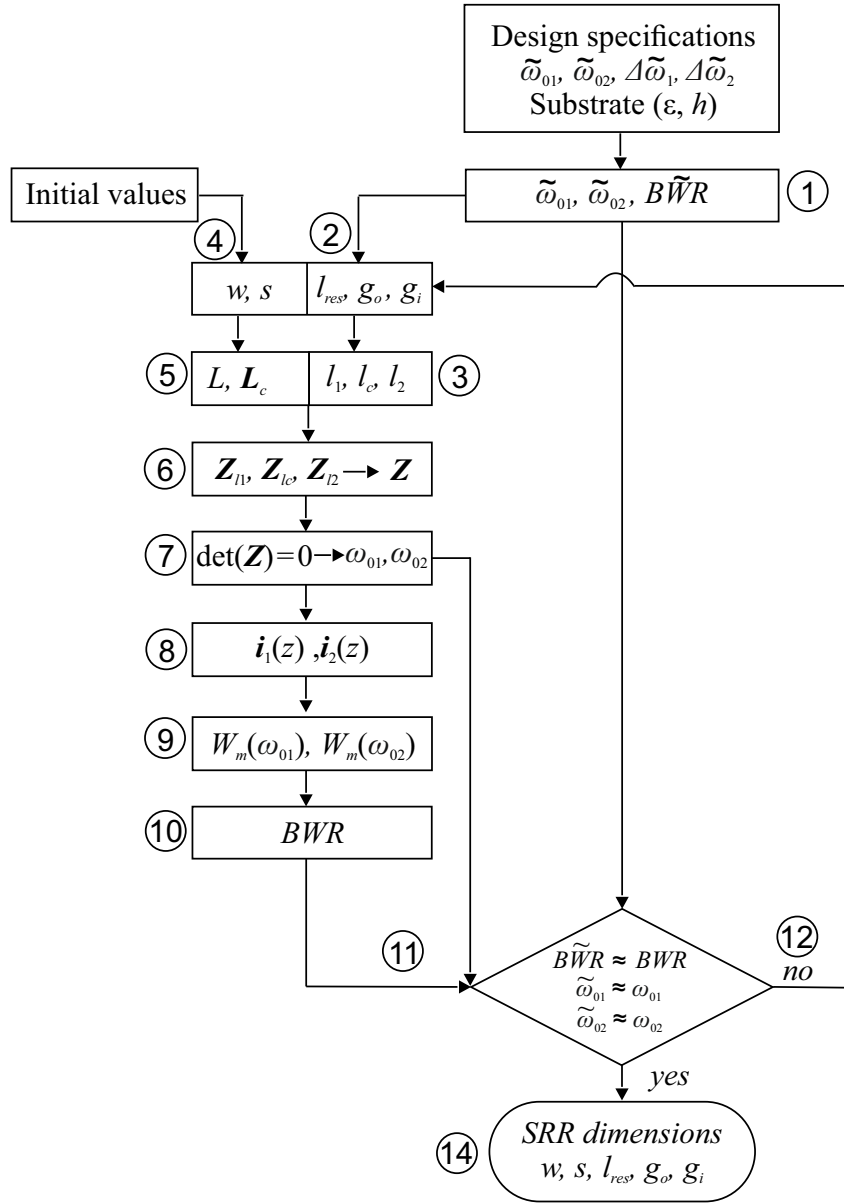


Figura 2.22: Diagrama de flujo del proceso de diseño.

2.4. Diseño de resonadores con diferente razón de ancho de banda BWR

En esta sección se analizarán tres casos particulares para estudiar el control de la razón de ancho de banda (BWR).

Se han diseñado tres resonadores de banda dual en sustrato Rogers RO3010, con grosor 0,64 mm, constante dieléctrica de 10.2, tangente de pérdidas ($\tan \delta$) de 0.0022 y una línea de alimentación acoplada de 50Ω . Se ha considerado tres valores para la razón de ancho de banda BWR de cada uno de los SRRs propuestos: 1:1, 1:2 y 2:1. Esto significa que el cociente entre las dos bandas de paso de cada uno de los resonadores será 1, 0.5 y 2, respectivamente.

2.4.1. Resonador de anillo abierto con razón de ancho de banda BWR 1:1

El resonador SRR es dividido por un plano como en la figura 2.13, las dimensiones de las subsecciones se encuentran en la tabla 2.1. La especificación de BWR es 1:1 (ambas resonancias tienen el mismo ancho de banda).

Tabla 2.1: Parámetros de diseño del resonador SRR con BWR 1:1

BWR	1:1
l_1 (mm)	0.85
l_2 (mm)	2.5
l_c (mm)	12.17

Tabla 2.2: Parámetros primarios distribuidos del modelo de medio resonador

BWR	L_{l_1}, L_{l_2} ($\mu H/m$)	L_{l_c} ($\mu H/m$)
1:1	0.3495	$\begin{bmatrix} 0,4798 & 0,1417 \\ 0,1417 & 0,4798 \end{bmatrix}$

Las frecuencias de resonancia del SRR propuesto son 1.9 GHz y 2.4 GHz.

2.4. DISEÑO DE RESONADORES CON DIFERENTE RAZÓN DE ANCHO DE BANDA BWR

Tabla 2.3: Parámetros de diseño del BWR 1:1 en función de la energía almacenada en el SRR

BWR	1:1	
	Primera resonancia	Segunda resonancia
Z_{l_1}	$-j10^2 \begin{bmatrix} 5,0412 & 5,0575 \\ 5,0575 & 5,0412 \end{bmatrix}$	$-j10^2 \begin{bmatrix} 3,3969 & 3,4211 \\ 3,4211 & 3,3969 \end{bmatrix}$
Z_{l_2}	$-j10^2 \begin{bmatrix} 1,6855 & 1,7338 \\ 1,7338 & 1,6855 \end{bmatrix}$	$-j10^2 \begin{bmatrix} 1,1126 & 1,1845 \\ 1,1845 & 1,1126 \end{bmatrix}$
\mathbf{Z}_{l_c}	$-j10^1 \begin{bmatrix} 2,4859 & 1,8031 \\ 1,8031 & 2,4859 \end{bmatrix}$	$-j10^1 \begin{bmatrix} -0,7501 & 1,6618 \\ 1,6618 & -0,7501 \end{bmatrix}$
\mathbf{Z}	$-j10^1 \begin{bmatrix} 1,9028 & 1,5504 \\ 1,5504 & 1,2632 \end{bmatrix}$	$-j10^1 \begin{bmatrix} -1,5486 & 1,9695 \\ 1,9695 & -2,5047 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} i_1(0) \\ i_2(l_2) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,7071 \\ -0,7071 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,7071 \\ 0,7071 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} i_1(l_1) \\ i_2(l_c) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,6239 \\ -0,6239 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,5472 \\ 0,5472 \end{bmatrix}$
$W_M(nJ)$	1.089	1.058
BW_2/BW_1	0.9719	

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

Los parámetros primarios distribuidos de la línea simple y de las líneas acopladas han sido extraídos de simulaciones electromagnéticas [GLSP06] y sus respectivos valores se muestran en la tabla 2.2.

De acuerdo al análisis de medio resonador, la matriz de impedancia total se obtiene al conectar en cascada las matrices de impedancia de línea de transmisión de cada sub-sección usando (2.40). Las matrices de cada sub-sección se han calculado para ambas resonancias utilizando desde (2.36) hasta (2.38). Las matrices calculadas se encuentran en la tabla 2.3.

Se han calculado también las distribuciones de corriente para ambas resonancias con (2.51), (2.52), (2.56) y (2.57), las corrientes en el plano de simetría y en las uniones se muestran en la tabla 2.3.

En la figura 2.17 se observan las corrientes de distribución normalizadas a lo largo de cada conductor del SRR propuesto. $i_1(0)$ normaliza la corriente a lo largo del conductor externo (línea azul), mientras que, $i_2(l_c)$ normaliza la distribución de corriente a lo largo del anillo interno (línea roja).

En la figura 2.17(a) se muestra la distribución de corriente en la primera resonancia, y en la figura 2.17(b) se muestra la distribución de corriente en la segunda resonancia. En la primera resonancia la distribución de corriente a lo largo del anillo interno tiene valores negativos, que representa el flujo de la corriente en dirección opuesta. Mientras que en la segunda resonancia, ambas corrientes se dirigen en la misma dirección (ambas son positivas).

Se observa que la distribución de corriente es continua a lo largo del anillo, pero por la presencia de la apertura del anillo adyacente, la corriente a lo largo de la sección de línea simple presenta una pequeña variación en la amplitud. Por otro lado, en el plano de simetría la derivada de la corriente es nula, de modo que la corriente es continua en este punto para el resonador completo.

Se ha realizado la simulación electromagnética de las distribuciones de corriente del SRR para verificar la distribución de las corrientes calculadas. Los resultados para ambas frecuencias se observan en las figuras 2.17(a) y 2.17(b).

Para calcular la energía magnética almacenada en el resonador en cada frecuencia de resonancia se usa (2.69), con las distribuciones de corriente de (2.51) y (2.52). La inductancia por unidad de longitud de los conductores de línea de transmisión simple L_1 y L_2 y la matriz de inductancia por unidad de longitud de la sección de conductores acoplados \mathbf{L} se encuentran en la tabla 2.2. Finalmente, el BWR calculado en términos de la energía magnética almacenada del resonador calculado en (2.74) se encuentra

2.4. DISEÑO DE RESONADORES CON DIFERENTE RAZÓN DE ANCHO DE BANDA BWR

también en la tabla 2.3.

Estos resultados son comparados con el valor de BWR que ha sido calculado en función del parámetro de susceptancia para comprobar el método propuesto con los parámetros de diseño de la tabla 2.4. La susceptancia del resonador $B(\omega)$ está dada en función de la frecuencia angular de los anillos aislados en (2.78) extendida en (2.79).

Tabla 2.4: Parámetros de diseño del BWR en términos de la pendiente de susceptancia

BWR	1:1
$\omega_1 \text{ (rad/s)}$	$12,45 \times 10^9$
$\omega_2 \text{ (rad/s)}$	$14,03 \times 10^9$
$\omega_{01} \text{ (rad/s)}$	$11,94 \times 10^9$
$\omega_{02} \text{ (rad/s)}$	$15,08 \times 10^9$
k	0,0826
b_1	$0,358 \times 10^{-9}$
b_2	$0,358 \times 10^{-9}$
BWR'	1

Las frecuencias angulares ω_1 y ω_2 se han obtenido al relacionar la media longitud eléctrica de cada anillo a la frecuencia de resonancia correspondiente. La impedancia de cada anillo es normalizada a 1, de modo que las soluciones de (2.79) son ω_{01} y ω_{02} , las frecuencias angulares del SRR completo y, k , el coeficiente de acoplamiento. El parámetro de pendiente b se calcula mediante (2.80) para ambas resonancias, y el BWR se obtiene en función del cociente entre los términos de los parámetros de susceptancia calculados con (2.83). Todos estos valores se muestran en la tabla 2.4.

Se ha realizado una simulación electromagnética usando Ansys HFSS para ver la respuesta del resonador para comparar el ancho de banda de las dos resonancias previamente calculadas, los resultados de las simulaciones se muestran en la figura 2.23 y los valores están detallados en la tabla 2.5, junto con los resultados de las mediciones.

Las mediciones fueron realizadas con un analizador de redes E8364B PNA. Para las simulaciones electromagnéticas se han considerado las pérdidas. En las simulaciones el ancho de banda de ambas resonancias es aproximadamente 42MHz y 48MHz

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

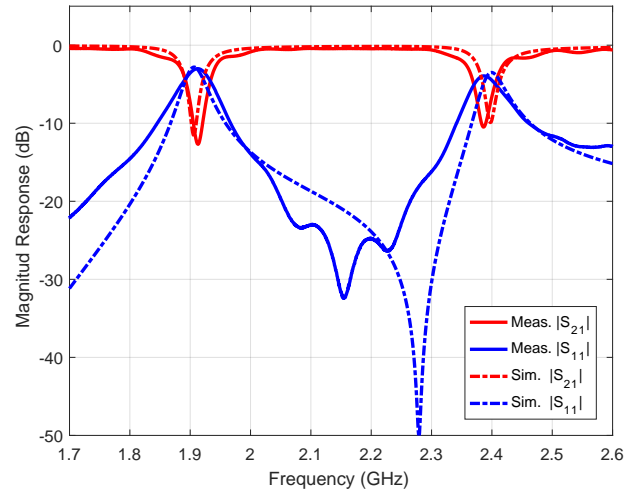


Figura 2.23: Respuesta de parámetros S_{21} y S_{11} simulados y medidos del prototipo con BWR 1:1.

Tabla 2.5: Comparación entre respuestas simulada y medida del prototipo con BWR 1:1.

SRR	1:1	
	Sim.	Meas.
$f_1 (GHz)$	1,9	1,91
$f_2 (GHz)$	2,4	2,39
$BW_1 (MHz)$	42,2	48
$BW_2 (MHz)$	42,4	48
BWR	1.005	1.00

2.4. DISEÑO DE RESONADORES CON DIFERENTE RAZÓN DE ANCHO DE BANDA BWR

en mediciones. Se puede observar que los resultados son similares. El BWR simulado es 1.005 y el BWR medido es 1.0.

Las pequeñas dimensiones del SRR son difíciles de ser implementadas en el proceso de fabricación, lo cual produce un pequeño desplazamiento en la frecuencia de resonancia y un pequeño incremento en los anchos de banda de las resonancias. Pero el BWR se mantiene en los dos resultados.

El diseño se muestra en la figura 2.24 y las dimensiones del resonador se detallan en la tabla 2.6. El prototipo implementado se muestra en la figura 2.25.

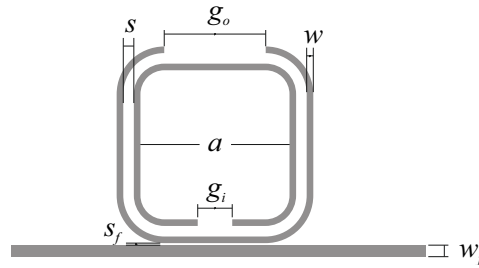


Figura 2.24: Diseño del resonador SRR de banda doble con BWR 1:1

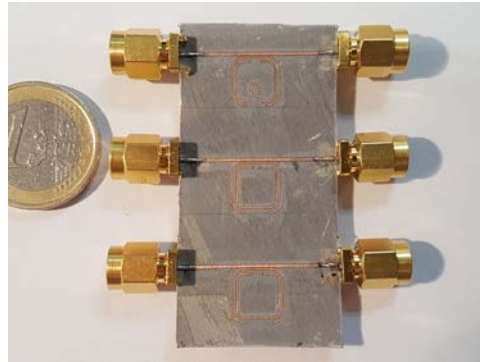


Figura 2.25: Prototipos SRR implementados (desde arriba hacia abajo) BWR 2:1, BWR 1:2, BWR 1:1

2.4.2. Resonador de anillo abierto con razón de ancho de banda BWR 1:2

El resonador de banda dual en esta sección tiene una razón de ancho de banda BWR de 1:2 (la primera resonancia es el doble de ancha que la segunda resonancia). En la tabla 2.7 se muestran las dimensiones del modelo.

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

Tabla 2.6: Parámetros geométricos del SRR con BWR 1:1

Dimensiones del SRR (mm)			
1:1			
g_o	5.0	s_f	0.1
g_i	1.7	a	7.34
w	0.33	w_f	0.57
s	0.52		

Tabla 2.7: Parámetros de diseño del resonador SRR con BWR 1:2

BWR	1:1
l_1 (mm)	0.5
l_2 (mm)	2.05
l_c (mm)	12.19

El proceso de diseño es similar al primer prototipo, de modo que, solo se indicarán los parámetros de diseño. Los parámetros primarios de inductancia extraídos de simulaciones EM se muestran en la tabla 2.8.

Tabla 2.8: Parámetros primarios distribuidos del modelo de medio resonador

BWR	L_{l_1}, L_{l_2} ($\mu H/m$)	\mathbf{L}_{l_c} , ($\mu H/m$)
1:2	0.3495	$\begin{bmatrix} 0,3505 & 0,0714 \\ 0,0714 & 0,3505 \end{bmatrix}$

La tabla 2.9 contiene los parámetros de diseño de medio resonador, las matrices de las sub-secciones y de impedancia \mathbf{Z} , la energía magnética en el resonador, la amplitud de las distribuciones de corrientes y el BWR calculado con (2.74).

Los parámetros de diseño para obtener la razón BWR en términos de los parámetros de susceptancia se detallan en la tabla 2.10.

El diseño se muestra en la figura 2.26, y las dimensiones físicas del SRR están en la tabla 2.11. El prototipo implementado se observa en la figura 2.25. Resultados de simulación y medición del SRR con BWR 1:2 se observan en la figura 2.27 y los valores se detallan en la tabla 2.12. En las simulaciones el ancho de banda de ambas resonancias es aproximadamente $55MHz$ y $31MHz$ para la primera y segunda

2.4. DISEÑO DE RESONADORES CON DIFERENTE RAZÓN DE ANCHO DE BANDA BWR

Tabla 2.9: Parámetros de diseño del BWR 1:2 en función de la energía almacenada en el SRR

BWR		1:2		
Primera resonancia		Segunda resonancia		
Z_{l_1}	$-j10^2$	$\begin{bmatrix} 8,057 & 8,068 \\ 8,068 & 8,057 \end{bmatrix}$	$-j10^2$	$\begin{bmatrix} 6,044 & 6,058 \\ 6,058 & 6,044 \end{bmatrix}$
Z_{l_2}	$-j10^2$	$\begin{bmatrix} 1,846 & 1,89 \\ 10,33 & 10,31 \end{bmatrix}$	$-j10^2$	$\begin{bmatrix} 1,368 & 1,427 \\ 1,427 & 1,368 \end{bmatrix}$
\mathbf{Z}_{l_c}	$-j10^1$	$\begin{bmatrix} 1,499 & 0,884 \\ 0,884 & 1,499 \end{bmatrix}$	$-j10^1$	$\begin{bmatrix} -0,213 & 0,831 \\ 0,831 & -0,213 \end{bmatrix}$
\mathbf{Z}	$-j10^1$	$\begin{bmatrix} 1,232 & 0,824 \\ 0,824 & 0,55 \end{bmatrix}$	$-j10^1$	$\begin{bmatrix} -0,54 & 0,886 \\ 0,886 & -1,455 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} i_1(0) \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} -0,556 \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} 0,854 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} i_2(l_2) \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} 0,831 \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} 0,5203 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} i_1(l_1) \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} -0,555 \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} 0,8521 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} i_2(l_c) \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} 0,812 \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} 0,4987 \end{bmatrix}$
$W_M(nJ)$		1.043		2.078
BW_2/BW_1		0.502		

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

Tabla 2.10: Parámetros de diseño del BWR en términos de la pendiente de susceptancia

BWR	1:2
$\omega_1 \text{ (rad/s)}$	$12,83 \times 10^9$
$\omega_2 \text{ (rad/s)}$	$14,51 \times 10^9$
$\omega_{01} \text{ (rad/s)}$	$11,94 \times 10^9$
$\omega_{02} \text{ (rad/s)}$	$15,08 \times 10^9$
k	0,0998
b_1	$0,258 \times 10^{-9}$
b_2	$0,515 \times 10^{-9}$
BWR'	0.501

resonancia, respectivamente. Mientras que en las mediciones el ancho de banda de ambas resonancias es aproximadamente 60MHz y 34MHz para la primera y segunda resonancia, respectivamente. Se puede observar que la razón BWR se mantiene muy cercano a la especificación.

La razón BWR de las simulaciones y las mediciones es 0.56, ligeramente mayor que las especificaciones.

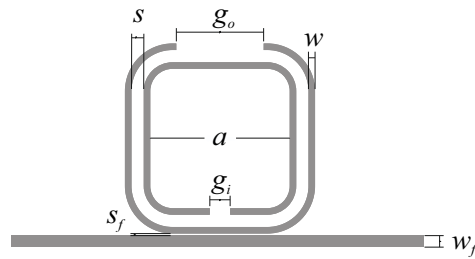


Figura 2.26: Diseño del resonador SRR de banda doble con BWR 1:2

2.4.3. Resonador de anillo abierto con razón de ancho de banda BWR 2:1

El resonador de banda dual en esta sección tiene una razón de ancho de banda BWR 2:1 (el ancho de banda de la segunda resonancia es el doble del ancho de

2.4. DISEÑO DE RESONADORES CON DIFERENTE RAZÓN DE ANCHO DE BANDA BWR

Tabla 2.11: Parámetros geométricos del SRR con BWR 1:2

Dimensiones del SRR (mm)			
1:2			
g_o	4.1	s_f	0.1
g_i	1.0	a	6.87
w	0.33	w_f	0.57
s	0.6		

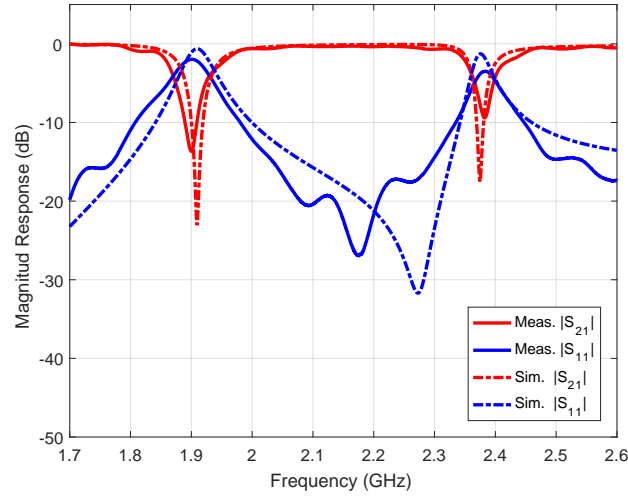


Figura 2.27: Respuesta de parámetros S_{21} y S_{11} simulados y medidos del prototipo con BWR 1:2.

Tabla 2.12: Comparación entre respuestas simulada y medida del prototipo con BWR 1:2.

SRR	1:2	
	Sim.	Meas.
f_1 (GHz)	1,91	1,9
f_2 (GHz)	2,375	2,38
BW_1 (MHz)	55	60
BW_2 (MHz)	31	34
BWR	0.56	0.56

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

banda de la primera resonancia). Las dimensiones de la sub-sección se encuentran en la tabla 2.13.

Tabla 2.13: Parámetros de diseño del resonador SRR con BWR 2:1

BWR	1:1
l_1 (mm)	0.9
l_2 (mm)	4.46
l_c (mm)	11.48

Los parámetros de inductancia distribuidos se muestran en la tabla 2.14. En la tabla 2.15 se encuentran la matriz de impedancia total de circuito abierto y las matrices de las líneas de transmisión de cada sub-sección para ambas resonancias. Se observan además los valores de las amplitudes de las corrientes en el plano de simetría y en la uniones de las sub-secciones. Junto con la energía magnética almacenada en los conductores y la razón de ancho de banda obtenida con los valores de energía.

Todos los resultados obtenidos para encontrar el BWR en función de los parámetros de susceptancia están en la tabla 2.16.

Tabla 2.14: Parámetros primarios distribuidos del modelo de medio resonador

BWR	L_{l_1}, L_{l_2} ($\mu H/m$)	L_{l_c} ($\mu H/m$)
2:1	0.3495	$\begin{bmatrix} 0,5162 & 0,1205 \\ 0,1205 & 0,5162 \end{bmatrix}$

En la figura 2.28 se observa el diseño del SRR con BWR 2:1. Las dimensiones del SRR construido están en la tabla 2.17 y el prototipo construido se puede observar en la figura 2.25.

Resultados de simulación y medición del SRR con BWR 2:1 se observan en la figura 2.29 y los valores se detallan en la tabla 2.18. En las simulaciones el ancho de banda de ambas resonancias es aproximadamente $27MHz$ y $58MHz$ para la primera y segunda resonancia, respectivamente. Mientras que en las mediciones el ancho de banda de ambas resonancias es aproximadamente $37MHz$ y $73MHz$ para la primera y segunda resonancia, respectivamente. Se puede observar que la razón BWR se mantiene muy cercano a la especificación.

2.4. DISEÑO DE RESONADORES CON DIFERENTE RAZÓN DE ANCHO DE BANDA BWR

Tabla 2.15: Parámetros de diseño del BWR 2:1 en función de la energía almacenada en el SRR

BWR		2:1	
Primera resonancia		Segunda resonancia	
Z_{l_1}	$-j10^2 \begin{bmatrix} 0,919 & 1,006 \\ 1,006 & 0,919 \end{bmatrix}$	$-j10^1 \begin{bmatrix} 6,119 & 7,344 \\ 7,344 & 6,118 \end{bmatrix}$	
Z_{l_2}	$-j10^2 \begin{bmatrix} 4,829 & 4,847 \\ 4,847 & 4,829 \end{bmatrix}$	$-j10^2 \begin{bmatrix} 3,419 & 3,443 \\ 3,443 & 3,419 \end{bmatrix}$	
\mathbf{Z}_{l_c}	$-j10^1 \begin{bmatrix} 2,774 & 1,544 \\ 1,544 & 2,774 \end{bmatrix}$	$-j10^1 \begin{bmatrix} -0,196 & 1,402 \\ 1,402 & -0,196 \end{bmatrix}$	
\mathbf{Z}	$-j10^1 \begin{bmatrix} 0,719 & 1,235 \\ 1,235 & 2,12 \end{bmatrix}$	$-j10^1 \begin{bmatrix} -3,08 & 1,779 \\ 1,779 & -1,027 \end{bmatrix}$	
$\begin{bmatrix} i_1(0) \\ i_2(l_2) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,864 \\ -0,503 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,5 \\ 0,866 \end{bmatrix}$	
$\begin{bmatrix} i_1(l_1) \\ i_2(l_c) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,79 \\ -0,501 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,417 \\ 0,0859 \end{bmatrix}$	
$W_M(nJ)$	3.81	1.932	
BW_2/BW_1	1.974		

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

Tabla 2.16: Parámetros de diseño del BWR en términos de la pendiente de susceptancia

BWR	2:1
$\omega_1 \text{ (rad/s)}$	$11,46 \times 10^9$
$\omega_2 \text{ (rad/s)}$	$14,76 \times 10^9$
$\omega_{01} \text{ (rad/s)}$	$11,94 \times 10^9$
$\omega_{02} \text{ (rad/s)}$	$15,08 \times 10^9$
k	0,0081
b_1	$0,211 \times 10^{-9}$
b_2	$0,106 \times 10^{-9}$
BWR'	1.99

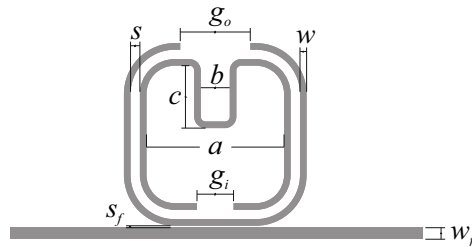


Figura 2.28: Diseño del resonador SRR de banda doble con BWR 2:1

Tabla 2.17: Parámetros geométricos de los SRRs

Dimensiones del SRR (mm)			
2:1			
g_o	3.45	a	6.78
g_i	1.8	w_f	0.57
w	0.33	b	1.43
s	0.46	c	3.08
s_f	0.09		

2.4. DISEÑO DE RESONADORES CON DIFERENTE RAZÓN DE ANCHO DE BANDA BWR

En general, se observa que los requerimientos de las especificaciones son cubiertos. La razón de ancho de banda es 2.14 para simulaciones y 1.97 para las mediciones, valores muy cercanos a las especificaciones de diseño.

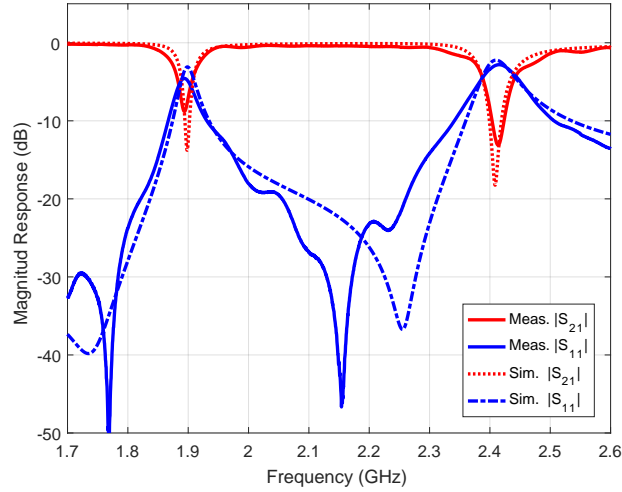


Figura 2.29: Respuesta de parámetros S_{21} y S_{11} simulados y medidos del prototipo con BWR 2:1.

Tabla 2.18: Comparación entre respuestas simulada y medida del prototipo con BWR 2:1.

SRR	2:1	
	Simulado	Medido
$f_1 (GHz)$	1,9	1,89
$f_2 (GHz)$	2,41	2,42
$BW_1 (MHz)$	27	37
$BW_2 (MHz)$	58	73
BWR	2.14	1.97

La tabla 2.19 muestra la razón BWR simulada y medida de los tres resonadores SRR diseñados, se puede observar que las pérdidas afectan la razón de ancho de banda debido a la reducción del ancho de banda más angosto.

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DE UN RESONADOR DE MÚLTIPLES CONDUCTORES

Tabla 2.19: Parámetro BWR de los tres resonadores propuestos.

BWR			
BWR	Modelo	Simulado	Medido
1:1	0.972	1.005	1.00
1:2	0.502	0.56	0.56
2:1	1.974	2.14	1.97

2.5. Conclusiones

En este capítulo se presenta un procedimiento analítico para controlar las frecuencias de resonancia de los SRR, considerando los anillos de los resonadores de longitud diferente. Aquí se propone una relación de ancho de banda BWR entre las resonancias de los SRR. El BWR del modelo propuesto se calcula mediante una aproximación del factor de calidad a través de la energía almacenada en los anillos conductores. Considerando que la energía disipada es la misma en todo el rango de frecuencia y, que el acoplamiento de la línea de alimentación tiene muy poca influencia en el acoplamiento propio del resonador en las frecuencias de resonancia. Se han diseñado, simulado y fabricado tres resonadores de banda dual, como una prueba de concepto del control obtenido con la relación de ancho de banda BWR [CAGLSV18]. Estos resultados han sido verificados a través del análisis del modelo de elementos concentrados del resonador en los respectivos diseños. En todos los casos existe coherencia entre los resultados simulados y medidos. Un hecho interesante es que el coeficiente de acoplamiento está directamente relacionado con el incremento del ancho de banda de la mayor resonancia y, tiene una gran influencia en el momento del diseño del SRR.

Capítulo 3

Filtros de microondas de doble banda con SRR

En este capítulo se presenta un método de diseño de filtros de microondas de doble banda formado por resonadores SRR, con el que es posible controlar los anchos de banda de las dos bandas de paso del prototipo. La estructura del resonador SRR ha sido previamente analizada en el capítulo 2 con la finalidad de aplicar el control de anchos de banda obtenido sobre las resonancias del SRR. En la sección 3.1 se describe brevemente algunos conceptos básicos de filtros, así como la utilidad de los filtros de doble banda y el interés del control de la razón de los anchos de banda BWR. Para el diseño de los filtros se han establecido ciertas especificaciones para demostrar el control sobre los anchos de banda. Los prototipos se obtienen a partir de los coeficientes de acoplamiento interno de los resonadores y, entre éstos y la entrada y la salida, los cuales están representados en una matriz de acoplamiento. El método de diseño con la matriz de acoplamiento presenta las frecuencias de resonancia de cada anillo aislado, mientras que el modelo propuesto del capítulo 2 está basado en las dos resonancias del SRR, en la sección 3.2.4 se determina la equivalencia entre ambos modelos. Finalmente, en las dos últimas secciones se presentan los resultados del diseño, simulación e implementación de dos filtros pasabanda de doble banda con la relación de anchos de banda opuestos, BWR 1:2 y 2:1, respectivamente [CAGLG MV18] y un filtro de doble banda eliminada con BWR 1:2 [CAGLSV18], para demostrar el control que se tiene sobre los anchos de banda de las resonancias de los SRR. Además, durante una de la pasantías realizadas se trabajó con la tecnología de anillos asimétricos para realizar un filtro que permite obtener la frecuencia intermedia de una antena de bandas milimétricas [GRLA⁺18].

3.1. Introducción

3.1.1. Conceptos básicos y definiciones

Un filtro ideal es una red que permite una transmisión perfecta para todas las frecuencias en una región determinada y una atenuación infinita en una banda de rechazo. Estas características ideales son imposibles de conseguir, por lo tanto, el objetivo de un filtro es aproximar los requerimientos ideales dentro de una tolerancia aceptable. Para el diseño de filtros a frecuencias de microondas se usan elementos de parámetros distribuidos, cuyo comportamiento complejo en frecuencia dificulta desarrollar un procedimiento de síntesis general y completo. Sin embargo, existen técnicas útiles para el diseño de filtros de microondas [HL04]. A frecuencias de microondas las pérdidas pueden considerarse pequeñas, razón por la cual la mayoría de los diseños de filtros se basan en el uso de elementos sin pérdidas [CMK07].

La función de transferencia de una red pasiva de dos puertos es una descripción matemática de las características de respuesta de la red. Básicamente, es una expresión de S_{21} , la cual puede ser definida como una función racional,

$$S_{21}(\omega) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (3.1)$$

con $s = j\omega$. $N(s)$ y $D(s)$ son polinomios en una variable de frecuencia compleja para una red sin pérdidas.

Para encontrar una función de transferencia con características aproximadas a la respuesta requerida, la función de transferencia racional (3.1) puede construirse a partir de una expresión en términos de la relación de pérdida de potencia, P_{LR} .

$$P_{LR} = \frac{\text{Potencia disponible del generador}}{\text{Potencia enviada a la carga}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2} \quad (3.2)$$

donde Γ es el coeficiente de reflexión a la entrada. Se debe notar que esta cantidad es recíproca a $|S_{21}|^2$, si ambos, carga y generador se encuentran acoplados, se denomina pérdidas de inserción (IL, *Insertion Loss*) a (3.2) medida en dB

$$IL = 10 \log P_{LR} = 10 \log \left(\frac{1}{|S_{21}(\omega)|^2} \right). \quad (3.3)$$

Para una red pasiva de dos puertos sin pérdidas se cumple que, $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$, así, las pérdidas de retorno del filtro (RL, *Return Loss*) se expresan como

$$RL = 10 \log [1 - |S_{21}(\omega)|^2]. \quad (3.4)$$

CAPÍTULO 3. FILTROS DE MICROONDAS DE DOBLE BANDA CON SRR

Además, la respuesta de fase del filtro se puede encontrar con

$$\phi_{21} = \arg S_{21}(\omega). \quad (3.5)$$

Y el retraso de grupo de esta red es

$$\tau_d(\omega) = -\frac{d\phi_{21}(\omega)}{d\omega} \text{ seconds}, \quad (3.6)$$

donde $\phi_{21}(\omega)$ se representa en radianes y ω en radianes por segundo.

Los valores de la frecuencia ω donde la función en (3.1) se hace cero, son los ceros de la función y, los valores de ω en donde la función en (3.1) se vuelve infinita, son las singularidades de la función, usualmente denominados polos. Así, los ceros de $S_{21}(\omega)$ son las raíces del numerador $N(s)$ y los polos de $S_{21}(\omega)$ son las raíces del denominador $D(s)$.

Los polos de $S_{21}(\omega)$ son las frecuencias propias del filtro. Mientras que, los ceros de $N(\omega)$ son los ceros de transmisión de frecuencia finita del filtro. Los polos y ceros se representan en el plano complejo.

A continuación se presentan diferentes tipos de filtros pasabajo según su función de transferencia. Las funciones de transferencia se diferencian por sus patrones de polo-zero en el plano complejo.

Filtro máximamente plano, también conocido como Butterworth, tiene una relación de pérdida de potencia

$$P_{LR} = 1 + k^2(\omega)^{2N}. \quad (3.7)$$

Donde la banda de paso es la región comprendida entre $\omega = -1$ y la frecuencia de corte $\omega_c = 1$ (para un prototipo normalizado). El valor máximo de P_{LR} en la banda de paso es $1 + k^2$, por lo que k^2 se denomina tolerancia de banda de paso. La relación de pérdida de potencia decrece de forma indefinida con una razón que depende del exponente $2N$, para $\omega > 1$, donde N es el orden del filtro.

La función de transferencia racional no tiene ceros de transmisión de frecuencia finita (todos los ceros de S_{21} están en el infinito), y los polos se encuentran en la mitad izquierda del círculo unitario del plano complejo.

El filtro de Chebyshev, o de rizado constante, tiene una relación de pérdida de potencia

$$P_{LR} = 1 + k^2 T_N^2(\omega) \quad (3.8)$$

donde $T_N(\omega)$ es el polinomio Chebyshev de grado N , que oscila entre ± 1 para $|\omega| \leq 1$, dependiendo del valor de k^2 , la atenuación será mayor fuera de la banda de paso.

Del mismo modo que en el caso máximamente plano, todos los ceros de transmisión de $S_{21}(\omega)$ se encuentran en el infinito. Por esta razón los filtros Chebyshev y Butterworth son conocidos como filtros todo-polo. Sin embargo, la ubicación de los filtros Chebyshev es diferente, se ubican formando una elipse en la mitad izquierda del plano.

La función de transferencia de (3.9) se denomina Chebyshev generalizada, es una función racional. Los puntos donde F_N tiende al infinito (sus polos), son los ceros de transmisión a frecuencias finitas. Esta es la diferencia de la función de transferencia de Chebyshev, que no tiene polos, por lo tanto, no hay ceros de transmisión finitos.

$$P_{LR} = 1 + \epsilon^2 F_N^2(\omega) \quad (3.9)$$

donde $F_N(\omega)$ oscila ± 1 para $|\omega| \leq 1$.

El filtro elíptico o también llamado de Cauer es un caso particular de (3.9), en el que la función racional es una función elíptica, lo que produce un rizado constante tanto en la banda de paso como en la banda atenuada.

La síntesis de filtros para las funciones de transferencia previamente descritas, dan lugar a los denominados prototipos de filtros pasabajos. Un prototipo pasabajo está definido como un filtro pasabajo cuyos valores de elementos están normalizados. La resistencia o conductancia del generador y de la carga son iguales a 1 y, la frecuencia de corte $\omega_c = 1$. Este tipo de filtro pasabajos puede servir como un prototipo para diseñar diferentes filtros con transformación de frecuencia y de elementos.

La transformación de frecuencia, también denominada mapeo de frecuencia, es utilizada para trasladar una respuesta de un prototipo pasabajo en el dominio de la frecuencia normalizada a un dominio de frecuencia real, en donde se expresa la respuesta de un filtro con una topología específica: pasabajo, pasaalto, pasabanda y de banda eliminada. Como consecuencia, la transformación de frecuencia tiene un efecto en los elementos reactivos pero no en los resistivos [HL04]. Junto con la transformación de frecuencia, se realiza también un escalamiento de impedancia para conseguir la transformación de elementos.

Para la transformación de frecuencia de un prototipo pasabajos a un filtro pasabajos con frecuencia de corte f_c en la frecuencia lineal f es dada por

$$\omega = \left(\frac{\omega_c}{f_c} \right) f. \quad (3.10)$$

Para filtros pasa-altos con una frecuencia de corte f_c , en el eje f , la transformación de frecuencia es

$$\omega = - \left(\frac{f_c \omega_c}{f} \right). \quad (3.11)$$

En cuanto a la transformación del prototipo pasabajos a un filtro tipo pasabanda con una banda de paso $f_2 - f_1$, donde f_1 y f_2 son los límites de la banda de paso, se define como

$$\omega = \frac{f_0}{\Delta f_{\pm 1}} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right). \quad (3.12)$$

donde f_0 es la frecuencia transformada de $\omega = 0$ y el factor de escalamiento $\Delta f_{\pm 1}$ es el ancho de banda transformado en el intervalo $-1 \leq \omega \leq 1$.

Finalmente, la transformación del prototipo pasabajo a un filtro tipo banda de rechazo es

$$\omega = \frac{f_0 \Delta f_{\pm 1}}{(f_0/f - f/f_0)}, \quad (3.13)$$

donde los parámetros de (3.13) son los mismos de (3.12).

3.1.2. Filtros de doble banda

Existen muchas aplicaciones de comunicaciones inalámbricas que operan en múltiples bandas, por ejemplo, los estándares de redes de área local (WLAN) permiten el desarrollo de productos con servicios múltiples, de modo que hacen uso de filtros pasabanda para generar dos o más bandas de frecuencia con un buen aislamiento entre las bandas de paso [CKWY08]. En este caso en particular se tratará específicamente del uso y aplicación de un filtro de doble banda.

La importancia del uso de filtros de doble banda es el ahorro de espacio, además de simplificar la construcción y el ajuste del hardware, ya que la arquitectura de este tipo de filtros puede ser realizada con topología y tecnología comúnmente usada para el diseño de filtros de banda simple.

Para el diseño de filtros de doble banda se tienen varias propuestas con diversos tipos de resonadores, una de éstas utiliza resonadores acoplados de impedancia de paso (SIR *resonadores de salto de impedancia*) [SZ05], [WWS07], también se usan dos resonadores combinados como en [CYLX06a], y [MM08]. La mayoría de los filtros reportados presentan ambas bandas de paso en un sistema para un solo servicio. Para un receptor de alta sensibilidad y de un alto aislamiento entre las bandas de paso es necesario una amplia banda de rechazo superior con el fin de reducir la

interferencia de señales fuera de la banda como en [LDL⁺06], [CA88]. Sin embargo, en las soluciones presentadas se incrementan las pérdidas de inserción y el tamaño.

En concreto, un diseño óptimo de un filtro para un sistema de servicio de doble banda requiere compacidad, alto aislamiento y una banda de rechazo alto.

Algunas propuestas que cumplen con estos requerimientos tienen la libertad de mover las resonancias al modificar sus dimensiones [CKWY09]. Muchos investigadores han propuesto métodos de diseño de filtros empleando diversas técnicas y materiales para su construcción [MY13], [MYJ64], [MHS94]. Por otro lado, otros autores usan uno o más ceros de transmisión en los lados superior e inferior de las bandas de paso, para obtener una gran selectividad de frecuencia [Wol72], [GK07], [KEG08].

Un método alternativo que garantiza las especificaciones en las bandas de paso y de rechazo con los ceros de transmisión y reflexión se presentan en [LBS07]. Además, se han propuesto algunas aproximaciones de síntesis de filtros de banda dual basados en métodos analíticos [MT05], [Mac13] y procedimientos de optimización de matriz de acoplamiento, [SWNL12], [SWNL12]. Estos métodos analíticos se dividen en técnicas de transformación de frecuencia [MT05], [LS07] y en técnicas numéricas de aproximación [DB07], [Mac13], [YXH⁺15].

Existen además, métodos de optimización para generar características multibanda [LUY04], donde se calculan ceros de reflexión. Por otro lado se han propuesto también métodos de diseño de filtros de doble banda usando transformaciones de frecuencia [GLSP11], esta respuesta depende de la ubicación de los ceros de transmisión y es la que se utilizará en este capítulo.

Las aplicaciones que están en constante evolución como las comunicaciones inalámbricas continúan exigiendo aún mayores requerimientos a los filtros de microondas- mayor desempeño, compactibilidad, menor peso y bajo costo. Dependiendo de las especificaciones y requerimientos, los filtros de microondas pueden ser implementados en varias estructuras de líneas de transmisión, como guías de onda, línea coaxial y microstrip [HL04].

Una de las tecnologías ampliamente usadas en el diseño de filtros microondas es microstrip, donde combinando dos modos distorsionados a partir de dos modos degenerados es posible obtener resonancias duales. El uso de líneas de transmisión planar y estructuras resonantes ha permitido el incremento de grados de libertad para asegurar el control de las características de transmisión. Estructuras resonantes acopladas son de importancia en el diseño de filtros microondas. Existen técnicas para el diseño de filtros con resonadores acoplados en el sentido de poder utilizar diversos tipos de resonadores. En este capítulo el resonador utilizado es el SRR.

En la última década, el SRR ha sido muy usado en filtros microondas, debido a su gran flexibilidad [BBM⁺05], [JL05], [GGBG⁺05]. En [AB12], [KNA04] y [RMG03], como resonadores de doble resonancia. En este capítulo se usarán los anillos resonadores SRR como estructura básica de filtros de banda dual cuyos anchos de banda han sido previamente definidos con un BWR definido aplicando la técnica de diseño propuesta en el capítulo 2.

Como conclusión, el diseño de filtros usado en este capítulo está basado en un método presentado en [Lam07] y [MT05]. Este diseño es completamente analítico y está basado en la transformación de frecuencia entre una respuesta de banda simple y una de doble banda, y vice-versa. En [Lam07] la respuesta se representa con ceros de transmisión, donde se acopla un resonador adicional al resonador original, siempre y cuando ciertas características entre la respuesta de banda simple y de doble banda no varíen a través de la transformación de frecuencia. Luego, la síntesis es muy sencilla, basta con sumar una resonancia a cada resonador del filtro de banda simple, todas las nuevas resonancias son iguales y dependen de dos coeficientes comunes. Como ya se mencionó, los resonadores utilizados son SRR de múltiples (dobles) bandas, con el objeto de demostrar el control de los anchos de banda de las resonancias, y en este caso en particular, las bandas de paso del filtro de doble banda. La implementación se realizará utilizando la tecnología microstrip para lograr compacidad y bajo coste.

3.2. Método de diseño de filtros de doble banda

En el capítulo 2 se ha explicado ampliamente como diseñar un SRR con especificaciones de frecuencias de resonancia y BWR. El filtro está compuesto de $N/2$ SRRs acoplados, de modo que, el orden del filtro es el doble del número de resonadores, N . Entonces, la red total será representada a través de una matriz de acoplamiento con N resonancias, donde se pueden identificar $N/2$ sub-matrices de segundo orden de doble banda. Las siguientes sub-secciones describen con mayor detalle el proceso de transformación de frecuencia, de cómo calcular la matriz de acoplamiento de doble banda y cómo encontrar la equivalencia con el diseño de cada SRR con cada uno de estos bloques.

Para el método de diseño del filtro se han considerado algunas especificaciones, las frecuencias de resonancia $\{\omega_{01}, \omega_{02}\}$, los anchos de banda de resonancia $\{\Delta\omega_1, \Delta\omega_2\}$ y la razón entre los anchos de banda de la mayor y menor resonancia, respectivamente, que se ha llamado BWR.

La matriz de acoplamiento permite proponer un prototipo con cualquier topología

de acoplamiento basada en resonadores acoplados. Para esta propuesta se usan SRRs. La síntesis de matriz de acoplamiento se usa para definir los parámetros de diseño del SRR. Estos parámetros son las frecuencias de resonancia $\{\omega_{r1}, \omega_{r2}\}$ y el ya definido BWR, junto con el acoplamiento entre los anillos. La matriz de acoplamiento también contiene los acoplamientos de entrada y salida del filtro [GLSP11] .

En las siguientes secciones se detalla el cálculo de la matriz de acoplamiento de doble banda y el uso de los elementos de la matriz para obtener las dimensiones físicas de los resonadores SRRs [CAGLSV18].

3.2.1. Transformación de frecuencia

Una transformación de frecuencia es una correspondencia entre dos respuestas de frecuencia distintas, donde para cada punto de frecuencia de una de las respuestas, existe al menos un punto de frecuencia en la otra respuesta con el mismo valor, incluyendo el infinito en el dominio de la frecuencia. Sean las respuestas en términos de frecuencia $Y_1(\omega)$ y $Y_2(\omega)$. Se define la transformación de frecuencia como la relación

$$Y_1(\omega_1) = Y_2(\omega_2), \quad (3.14)$$

donde ω_1 y ω_2 son variables de frecuencia distintas .

Una forma explícita de la transformación de frecuencia es la relación entre ambas variables, de modo que $\omega_2 = F(\omega_1)$ y $\omega_1 = G(\omega_2)$. Aunque no necesariamente uno a uno, por tanto F y G no tienen por qué ser funciones bien definidas. Nótese que las transformaciones (3.10) a (3.13) son casos particulares de lo definido aquí.

La transformación de frecuencia es un método completamente analítico, basado en un mapeo de frecuencia de una respuesta de múltiples bandas a una respuesta de banda simple, al igual que una síntesis convencional de filtros, que hacen una transformación de pasabajo a pasabanda. El método es válido para filtros de doble banda con respuestas de frecuencia que puedan ser descompuestas en réplicas de frecuencia escaladas y aproximadas de una respuesta de banda única. De modo que, varias características serán repetidas para cada banda de paso, como el orden y las pérdidas de retorno, o el número de ceros de transmisión cercanos y el nivel de lóbulos laterales producidos. Sin embargo, la transformación de frecuencia se define para cualquier conjunto de frecuencias de corte arbitrarias y, como consecuencia, este método es completamente general con respecto a especificaciones de ancho, ubicación, separación o número de bandas de paso [Lam07].

Este método es una generalización de los algoritmos para respuestas de banda

doble presentados en [MT05], [GLSP11] y [Lam07]. También es usado en [LS07] y [Hua09], para respuestas con un número arbitrario de bandas.

Para obtener una respuesta de frecuencia de dos bandas, se debe formular una nueva red denominada de doble banda. Esta red está formada por la conexión de dos resonadores. Un solo resonador se denomina una red de banda simple. La figura 2.18 muestra un prototipo pasabanda de un solo resonador LC en paralelo, que consiste en la conexión de una capacidad en paralelo con una inductancia y con tierra común.

En este capítulo se muestra una red de doble banda representada por un prototipo pasabanda de dos resonadores en la figura 2.20. Esta red esta formada por la conexión de dos resonadores. Uno de ellos es el resonador de banda simple original de la figura 2.18. Mientras que el otro resonador es similar al primero. Para obtener un equivalente pasabajo del resonador LC paralelo de frecuencia de resonancia diferente a f_0 , se normaliza el condensador $c = 1$, junto con una susceptancia invariante en frecuencia jb . La transformación de pasabanda a pasabajo definida en (3.12) es muy conocida. Donde f es la respuesta en frecuencia paso banda original, ω es la frecuencia transformada, f_0 es la frecuencia transformada a $\omega = 0$ y el factor de escalamiento $\Delta f_{\pm 1}$ es el ancho de banda transformado al intervalo $-1 \leq \omega \leq 1$. Se debe notar que f_0 y $\Delta f_{\pm 1}$ son relacionados usualmente a la banda de paso de un filtro, pero en realidad pueden tener un valor arbitrario y se pueden escoger libremente.

Las redes de ambas figuras 2.18 y 2.20, son definidas por su admitancia de entrada, debido a los elementos paralelos, aunque también es posible formulaciones equivalentes basadas en impedancias u otros parámetros. La admitancia de entrada del resonador de banda simple con respecto a la frecuencia $\bar{\omega}$ es

$$Y_{sb}(j\bar{\omega}) = j(\bar{\omega} + b_0). \quad (3.15)$$

donde $\bar{\omega}$ es la frecuencia angular de la respuesta de banda simple, y b_0 es la susceptancia invariante en frecuencia del resonador LC en paralelo. La notación de las variables es la misma que en [GLSP11], las variables con barra se distinguen de las variables análogas de doble banda.

La admitancia de entrada de doble banda, con dos bandas, en términos de la frecuencia angular es

$$Y_{db}(j\omega) = j \left[\omega + b_0 - \frac{k^2}{\omega + b} \right], \quad (3.16)$$

donde ω es la frecuencia angular de la respuesta de doble banda, con el coeficiente de acoplamiento k y con la susceptancia b . El objetivo es encontrar una relación para

3.2. MÉTODO DE DISEÑO DE FILTROS DE DOBLE BANDA

$\bar{\omega} = F(\omega)$ o $\omega = G(\bar{\omega})$ representando la transformación entre ambas variables de frecuencia, de modo que

$$Y_{sb}(j\bar{\omega}) = Y_{db}(j\omega). \quad (3.17)$$

Sustituyendo (3.15) y (3.16) en esta igualdad, se obtiene una expresión para $\bar{\omega} = F(\omega)$

$$\bar{\omega} = \omega - \frac{k^2}{\omega + b}. \quad (3.18)$$

La ecuación (3.18) describe la transformación de frecuencia. Es importante tener en cuenta dos cosas: la transformación $\bar{\omega} = F(\omega)$ es una función bien definida, pero al ser no inyectiva, su inversa $\omega = G(\bar{\omega})$ no es una función, sino más bien es una correspondencia de múltiples valores. Esto es obvio, desde que la transformación intenta convertir cada punto de la banda simple en 2 puntos de la respuesta de banda doble.

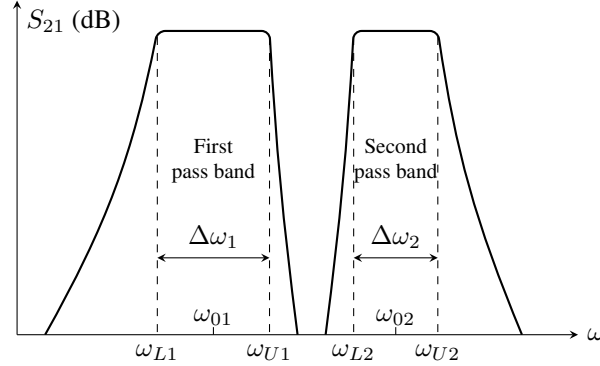


Figura 3.1: Especificaciones de la respuesta en frecuencia de banda dual.

Por otro lado, esta transformación es válida de forma particular en las frecuencias de corte, de modo que, las frecuencias de corte en banda simple están relacionadas con las de respuesta de doble banda, así de acuerdo a la figura 3.1, donde se define ω_{L1} , ω_{L2} y ω_{U1} , ω_{U2} , como las frecuencias de corte inferiores y superiores de las dos bandas del filtro. Las frecuencias de corte superior e inferior del filtro en banda simple son $\bar{\omega}_L$ y $\bar{\omega}_U$, respectivamente.

De modo que, $\bar{\omega}_L = F(\omega_{L1})$, $\bar{\omega}_L = F(\omega_{L2})$, $\bar{\omega}_U = F(\omega_{U1})$, $\bar{\omega}_U = F(\omega_{U2})$. Para una solución de (3.18), solo dos muestras de $\bar{\omega}_A = F(\omega_{L1})$, $\bar{\omega}_A = F(\omega_{L2})$, $\bar{\omega}_A = F(\omega_{U1})$ y $\bar{\omega}_A = F(\omega_{U2})$ son necesarias [LSP02].

3.2.2. Cálculo de la matriz de acoplamiento

Un filtro de microondas puede ser representado en forma matricial. La matriz de acoplamiento es muy útil debido a la factibilidad de realizar operaciones en matrices para facilitar la síntesis, reconfiguración de la topología y desarrollo de la simulación de circuitos completos. Además, permite introducir algunas propiedades de los elementos del filtro. Cada elemento en la matriz puede ser identificado con un único elemento en el dispositivo microondas. Esto posibilita tener en cuenta los atributos de las características eléctricas de cada elemento, tales como el factor de calidad Q de cada resonador, características de dispersión eléctrica para el acoplamiento y acoplamiento cruzado del filtro. Esto es muy difícil o prácticamente imposible de lograr con otros métodos de diseño de filtros [CMK07].

La síntesis de la matriz de acoplamiento, detallada en [GLSP11], está basada en una transformación de frecuencia entre la respuesta de banda simple original y la de banda doble requerida. Empieza por las especificaciones de banda doble, por ejemplo, las frecuencias de corte $\{\omega_{Li}, \omega_{Ui}\}_{i=1}^2$, que han sido transformadas previamente de pasabanda a pasabajo. Los factores de escalamiento de esta transformada se eligen de forma arbitraria, y son usados nuevamente para transformar los coeficientes de la matriz de acoplamiento luego de realizar la síntesis de la red.

Estas frecuencias de corte, $\{\omega_{Li}, \omega_{Ui}\}_{i=1}^2$, son directamente relacionadas con el ancho de banda $\Delta\bar{\omega}$ de la respuesta de banda simple

$$\Delta\bar{\omega} = (\omega_{U1} - \omega_{L1}) + (\omega_{U2} - \omega_{L2}) = \Delta\omega_1 + \Delta\omega_2 \quad (3.19)$$

y su frecuencia central $\bar{\omega}_0$,

$$\bar{\omega}_0 \Delta\bar{\omega} = \omega_{01} \Delta\omega_1 + \omega_{02} \Delta\omega_2. \quad (3.20)$$

Con $\Delta\bar{\omega}$ y $\bar{\omega}_0$, las frecuencias de corte de la respuesta en banda simple calculadas como

$$\bar{\omega}_L = \bar{\omega}_0 - \frac{\Delta\bar{\omega}}{2}, \quad \bar{\omega}_U = \bar{\omega}_0 + \frac{\Delta\bar{\omega}}{2}. \quad (3.21)$$

Donde las $\bar{\omega}_L$ y $\bar{\omega}_U$ son las frecuencias de corte superior e inferior de la respuesta de banda simple. Las frecuencias de corte para la respuesta de doble banda se representan por dos conjuntos $\{\omega_{L1}, \omega_{U2}\}$ y $\{\omega_{L2}, \omega_{U1}\}$, para la banda inferior y superior, respectivamente, como se observa en la figura 3.1 .

Ahora que la respuesta de banda simple se encuentra determinada completamente, es posible aplicar cualquiera de los métodos de síntesis de matriz de acoplamiento [CMK07]. Se pueden incluir ceros de transmisión y aplicar una topología

3.2. MÉTODO DE DISEÑO DE FILTROS DE DOBLE BANDA

de acoplamiento arbitraria. Los diseños que se realizarán en la siguiente sección son simples filtros acoplados de tercer orden, con resonadores que han sido optimizados de forma sincronizada, es decir, todos ellos con la misma frecuencia de resonancia.

Los bloques de segundo orden de banda doble se obtienen al añadir un resonador acoplado a cada resonador de la red de banda simple (figura 3.2). La frecuencia de resonancia del resonador acoplado es $\omega = -b$, donde b es la susceptancia del nuevo resonador. Dicho resonador se encuentra conectado al original a través de un acoplamiento, o inversor de admitancia con coeficiente k . El coeficiente de acoplamiento k y la frecuencia de resonancia tienen el mismo valor para todos los resonadores acoplados. De acuerdo a [GLSP11], la susceptancia común puede ser calculada con

$$\bar{\omega}_L = \omega_{L1} + \omega_{L2} + b \quad \text{o} \quad \bar{\omega}_U = \omega_{U1} + \omega_{U2} + b. \quad (3.22)$$

mientras que el coeficiente de acoplamiento se obtiene de (3.18)

$$\begin{aligned} \bar{\omega}_L &= \omega_{L1} - \frac{k^2}{\omega_{L1} + b} = \omega_{L2} - \frac{k^2}{\omega_{L2} + b} \\ \bar{\omega}_U &= \omega_{U1} - \frac{k^2}{\omega_{U1} + b} = \omega_{U2} - \frac{k^2}{\omega_{U2} + b} \end{aligned} \quad (3.23)$$

Se debe notar que (3.22) y (3.23) son sistemas de ecuaciones sobredeterminados y que las condiciones (3.19) y (3.20) son impuestas a $\Delta\bar{\omega}$ y $\bar{\omega}_0$. De modo que, $(\bar{\omega}_L, \bar{\omega}_U)$, aseguran la redundancia y la unicidad de la solución (b, k) .

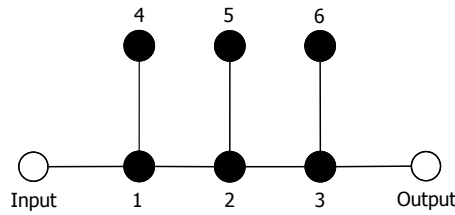


Figura 3.2: Diagrama de nodos y acoplamientos del prototipo de doble banda. Líneas: acoplamientos, puntos negros: resonadores, puntos blancos: puertos.

Además, los anchos de banda y las frecuencias centrales de cada banda de paso de la respuesta de doble banda son

$$\Delta\omega_1 = \omega_{U1} - \omega_{L1}, \quad \omega_{01} = \frac{\omega_{L1} + \omega_{U1}}{2} \quad (3.24)$$

y

$$\Delta\omega_2 = \omega_{U_2} - \omega_{L_2}, \quad \omega_{02} = \frac{\omega_{L_2} + \omega_{U_2}}{2}. \quad (3.25)$$

En este caso, la matriz de acoplamiento se plantea para un prototipo pasabajo. La red de doble banda resulta de sustituir cada resonador por un bloque de 2 bandas, es decir, tiene 2 veces el número de resonadores que una red de banda simple. De modo que, si N_{sb} es el orden del bloque de banda simple, la red de doble banda resultante tiene un orden de $N = 2N_{sb}$.

Para poder determinar la matriz de acoplamiento, es necesario primero considerar la matriz $(N_{sb} + 2) \times (N_{sb} + 2)$ de la red de banda simple, estructurada como sigue:

$$\mathbf{M}_{sb} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{m}_S^T & m_{SL} \\ \mathbf{m}_S & \mathbf{M}_{res} & \mathbf{m}_L \\ m_{SL} & \mathbf{m}_L^T & 0 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

donde \mathbf{M}_{res} es la matriz $N_{sb} \times N_{sb}$ de los acoplamientos internos, es decir, entre resonadores, \mathbf{m}_S y \mathbf{m}_L son vectores que contienen los acoplamientos entre resonadores y el generador o la carga, respectivamente, y m_{SL} es el acoplamiento directo entre el generador y la carga.

La red de banda doble en la figura 3.2 se forma producto de adjuntar resonadores adicionales al resonador original de banda simple, tal y como se ha descrito, la matriz de acoplamiento se crea completando la matriz original con N_{sb} filas y N_{sb} columnas. En cada fila (y columna) existen dos elementos distintos de cero, uno en la diagonal b , y otro k en la posición donde se acopla al resonador original. La matriz de banda dual $(N + 2) \times (N + 2)$ resultante es

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{m}_S^T & 0 & m_{SL} \\ \mathbf{m}_S & \mathbf{M}_{res} & k\mathbf{1} & \mathbf{m}_L \\ 0 & k\mathbf{1} & b\mathbf{1} & 0 \\ m_{SL} & \mathbf{m}_L^T & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

3.2.3. Transformación paso bajo a paso banda

Para los coeficientes de la matriz m_{ij} de (3.27) con filas y columnas numeradas desde 1 a N , la frecuencia de resonancia des-normalizadas de i -ésimo resonador es

obtenida sustituyendo $\omega = -m_{ii}$ en (3.12) y calculando la transformación inversa.

$$f_i = \sqrt{f_0^2 + \left(\frac{\Delta f_{\pm 1}}{2} m_{ii}\right)^2} - \frac{\Delta f_{\pm 1}}{2} m_{ii}, \quad i \in \{1, \dots, N\}. \quad (3.28)$$

De forma particular, la frecuencia de resonancia de un grupo de un resonador acoplado es

$$f = \sqrt{f_0^2 + \left(\frac{\Delta f_{\pm 1}}{2} b\right)^2} - \frac{\Delta f_{\pm 1}}{2} b. \quad (3.29)$$

Los coeficientes de acoplamiento de frecuencia des-normalizada K_{ij} son versiones escaladas de m_{ij} , siendo el factor de escalamiento el ancho de banda relativo $\alpha = \Delta f_{\pm 1}/f_0$, o su raíz cuadrada, dependiendo de la posición del coeficiente en la matriz [MG00]

$$K_{ij} = \begin{cases} m_{ij}\alpha & i \in \{1, \dots, N\}, i \neq j \\ m_{ij}\sqrt{\alpha} & i \in \{0, \dots, N+1\}. \\ m_{ij} & i \in \{0, \dots, N+1\} \end{cases} \quad (3.30)$$

De esta forma, el factor de escalamiento de los resonadores acoplados es α , que representa el ancho de banda relativo y es solo un factor de escalamiento escogido para la transformación de pasabanda a pasabajo (3.12). Por último, cabe señalar que este diseño no está relacionado con ningún filtro o con un ancho de banda en particular, de este modo es posible usarlo junto con los resonadores SRR analizados en el capítulo 2.

3.2.4. Transformación del bloque de segundo orden a SRR

La matriz de acoplamiento (3.27) es la representación de una red con una topología de acoplamiento como la de la figura 3.2. Cada SRR es representado como dos resonancias acopladas, con solo una de las resonancias acopladas con el resto del circuito. Esto corresponde al modelo del SRR como dos anillos acoplados de lazo abierto, donde solo el anillo externo está acoplado a los otros elementos. Claramente, éste no es el modelo obtenido en el capítulo 2, que está basado en las dos resonancias del SRR, y sus anchos de banda relativos. El objetivo ahora es encontrar una equivalencia entre los dos modelos.

Una vez aplicada la transformación convencional pasabajo a pasabanda con el factor de escalamiento ya mencionados en la sección 3.2, cada resonador es carac-

terizado por las frecuencias de resonancia de los anillos interno y externo como si estuvieran aislados, ω_1 y ω_2 respectivamente, y el coeficiente de acoplamiento entre ellos, K (se considera en esta sección $\omega = 2\pi f$, la pulsación paso banda). Por otro lado, el modelo propuesto está dado por las frecuencias de resonancia del SRR (las frecuencias propias del resonador) $\{\omega_{r1}, \omega_{r2}\}$, y el BWR, ya definido en (2.74),

$$\text{BWR} = \frac{W_m(\omega_{r1})}{W_m(\omega_{r2})} = \frac{B'(\omega_{r1})}{B'(\omega_{r2})}. \quad (3.31)$$

donde $B'(\omega)$ es la derivada de la susceptancia del SRR [CAGLSV18]. De acuerdo al modelo de SRR a partir de la matriz de acoplamiento, la susceptancia de entrada del circuito de la figura 2.20, mostrada en (2.78) es

$$B(\omega) = \frac{1}{Z_1} \left(\frac{\omega}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega} \right) - K^2 \left[\frac{1}{Z_2} \left(\frac{\omega}{\omega_2} - \frac{\omega_2}{\omega} \right) \right]^{-1} \quad (3.32)$$

donde Z_1, Z_2 son las impedancias de cada anillo de lazo abierto ($Z_i = \sqrt{L_i/C_i}$ si se usa un modelo de resonador con elementos concentrados). La expresión de $B(\omega)$ se re-escribe en (2.79).

Las soluciones de $B(\omega) = 0$, son las raíces del numerador de (2.79) son las frecuencias de resonancia $\{\omega_{r1}, \omega_{r2}\}$ (mientras los polos de $B(\omega)$, localizados en $\omega = \{0, \omega_2, \infty\}$, son los ceros de transmisión). Se debe notar que el numerador es un polinomio de segundo grado en ω^2 .

Finalmente, la derivada $B'(\omega)$ puede ser directamente calculada con (2.84) y, desde que $\{\omega_{r1}, \omega_{r2}\}$ ya han sido obtenidas, el valor de BWR en (3.31) puede ser determinado por sustitución directa de ω . Los tres valores ω_{r1} , ω_{r2} y BWR son especificaciones del SRR. De este modo el método de diseño en la sección 2.1.2 puede ser aplicado de forma directa. Es importante remarcar que el parámetro BWR es una expresión que relaciona los anchos de banda de las resonancias como ha sido mencionado. El ancho de los anillos w y el espacio entre los anillos s son obtenidos inicialmente de una línea de 50Ω y del coeficiente de acoplamiento, respectivamente.

3.3. Aplicación del diseño de filtros de doble banda con control de ancho de banda

En la sección anterior se ha explicado el proceso de diseño de los filtros de banda doble, considerando la transformación de frecuencia, el cálculo de la matriz de acoplamiento y las transformaciones paso bajo a paso banda y posteriormente, la del

3.3. APLICACIÓN DEL DISEÑO DE FILTROS DE DOBLE BANDA CON CONTROL DE ANCHO DE BANDA

bloque de segundo orden a SRR. En esta sección se aplicará el diseño descrito a dos prototipos específicos.

Consideremos las especificaciones generales de una respuesta de banda dual, como se muestra en la figura 3.1. En general se debe observar, que las frecuencias centrales $\{\omega_{01}, \omega_{02}\}$ no son las frecuencias de resonancia $\{\omega_{r1}, \omega_{r2}\}$, aunque éste es el caso para los ejemplos en esta sección. De modo que, las frecuencias de resonancia usadas para diseñar los SRRs se obtienen directamente de la matriz de acoplamiento. Desde el punto de vista del diseño de los SRRs de banda dual, que forman un filtro, se deben tomar en cuenta los anchos de banda relativos, en lugar de los anchos de banda absolutos (los valores absolutos están relacionados a los acoplamientos entre resonadores los acoplamientos a la entrada).

La característica principal del método propuesto es el control de la razón entre los anchos de banda, esto se verificará con la comparación de dos prototipos, cuyas especificaciones se muestran en la tabla 3.1. Los prototipos se han diseñado con diferentes BWR: 0,5 y 2 definido en (2.74). Todas las características son comunes para ambos filtros (por ejemplo, las ubicaciones de las bandas de paso corresponden a los estándares 4G y GSM), la única diferencia es la razón entre los anchos de banda. De hecho una de las bandas es dos veces más ancha que la otra (200 y 100 MHz). Para el primer prototipo la banda más ancha es la inferior, siendo lo opuesto para el segundo prototipo. Esta aplicación utiliza la característica multi-resonante de los resonadores SRR y el método propuesto en esta tesis para controlar la razón entre los anchos de banda de las resonancias.

Nuevamente, en ambos casos, la topología de acoplamiento es la mostrada en la figura 3.2. De modo que en ambos casos la red de banda simple usada para la construcción de la matriz de acoplamiento es un filtro de tercer orden directo acoplado con resonadores optimizados de forma sincronizada. De este modo, todos los SRRs de cada filtro son idénticos (sin considerar ajustes finales) y el proceso de diseño es común. Los acoplamientos de entrada y salida, junto con los acoplamientos entre anillos de los SRRs, son diseñados primero para un filtro de banda simple, luego un ajuste final usando la matriz de acoplamiento completa se aplica a la red total para cumplir las especificaciones dadas [GLLRSPS04]. Todos los acoplamientos del filtro (entrada/salida, entre los anillos y entre los SRRs) son calculados en la matriz de impedancia como se ha explicado en la sección 3.2.2. Los acoplamientos están relacionados a las pequeñas separaciones entre los conductores [HL04].

Tabla 3.1: Especificaciones de los prototipos

	Filtro 1		Filtro 2	
	Banda 1	Banda 2	Banda 1	Banda 2
Frec. Central (GHz)	1.9	2.4	1.9	2.4
Ancho de banda (MHz)	200	100	100	200
Pérdidas de retorno (dB)	19	19	19	19
BWR	1:2		2:1	

3.3.1. Filtro de Doble Banda con BWR 1:2

El primer paso para el diseño del filtro es calcular las frecuencias de corte normalizadas a partir de las especificaciones, usando la transformación convencional de pasabanda a pasabajo $\omega = (f^2 - f_0^2)/(f\Delta f)$, donde los parámetros de normalización (arbitraria) son $f_0 = 2,125$ GHz y $\Delta f = 0,65$ GHz.

Las bandas de paso resultantes, como se han definido en la figura. 3.1 son $\{\omega_{L1}, \omega_{U1}\} = \{-1,0903, -0,3966\}$ rad/s y $\{\omega_{L2}, \omega_{U2}\} = \{0,6592, 0,9337\}$ rad/s, con el cero de transmisión ubicado en $0,3598$ rad/s. Alternativamente, las frecuencias centrales son $\omega_{01} = -0,7435$ rad/s y $\omega_{02} = 0,7964$ rad/s, y los anchos de banda $\Delta\omega_1 = 0,6936$ rad/s y $\Delta\omega_2 = 0,2745$ rad/s.

Las especificaciones de frecuencia del prototipo pasabajos de doble banda son usadas luego para calcular los prototipos en banda simple, usando (3.19) y (3.20). Las bandas de paso resultantes son $\{\bar{\omega}_L, \bar{\omega}_U\} = \{-0,7909, 0,1772\}$ rad/s, o de forma equivalente, la frecuencia central es $\bar{\omega}_0 = -0,3068$ rad/s y el ancho de banda $\Delta\bar{\omega} = 0,9681$ rad/s.

Estos valores son usados para realizar la síntesis de la matriz de acoplamiento a un filtro de tercer orden directamente acoplado con ($RL = 19$ dB), que es completado con el coeficiente de acoplamiento $k = 0,6589$ y la susceptancia $b = -0,3598$, calculado usando (3.22) y (3.23). La matriz de acoplamiento de doble banda es (3.33), con la respuesta en frecuencia mostrada en la figura 3.3.

3.3. APLICACIÓN DEL DISEÑO DE FILTROS DE DOBLE BANDA CON CONTROL DE ANCHO DE BANDA

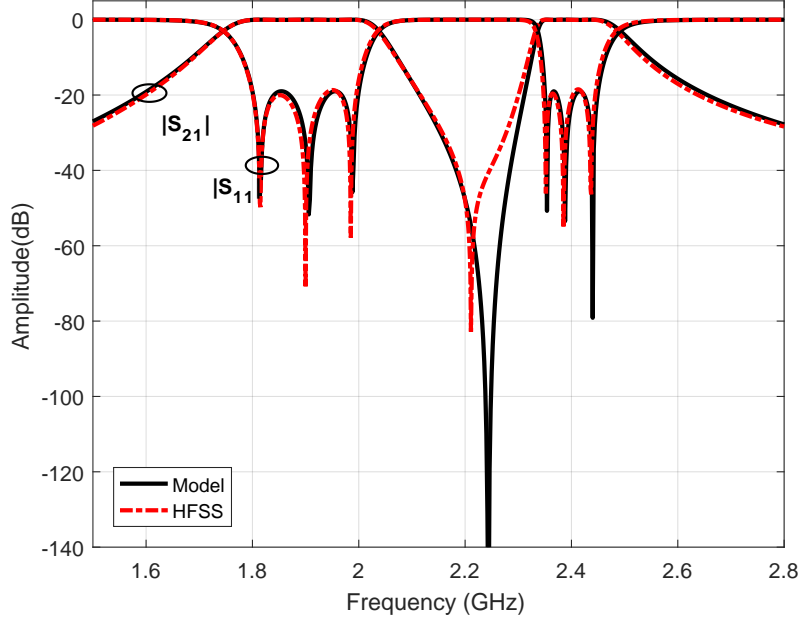


Figura 3.3: Comparación de la respuesta en frecuencia del prototipo con BWR 1:2. Modelo de matriz de acoplamiento vs. simulación EM sin pérdidas.

El método de diseño de resonadores SRR con control de ancho de banda se propone en [CAGLSV18], donde las especificaciones con las frecuencias de resonancia $\{\omega_{r1}, \omega_{r2}\}$ del resonador, la razón BWR y los parámetros w y s .

Es importante mencionar que las frecuencias de resonancia f_{r1} , f_{r2} y el factor de acoplamiento previamente calculados a partir de la matriz de acoplamiento son utilizados para el diseño del SRR, las frecuencias de resonancia determinan la longitud del anillo y el acoplamiento la separación entre ellos. De acuerdo a [CAGLSV18], la distancia entre los anillos es un parámetro inicial para determinar la dimensión física del SRR. Los elementos de la matriz de acoplamiento son los valores iniciales usados para el diseño de los resonadores.

El siguiente paso es diseñar cada uno de los tres SRRs que, como se ha mencionado anteriormente, son idénticos. Los coeficientes de la diagonal de (3.33) se vuelven frecuencias resonantes de los anillos luego de la transformación de pasabaja a pasabanda ($f_1 = 2,028$ GHz, $f_2 = 2,245$ GHz), mientras que el coeficiente de acoplamiento pasabanda es $K = k \frac{\Delta f}{f_0} = 0,2015$.

Finalmente, las frecuencias de resonancia de los SRRs son calculadas como se ha explicado en la sección 3.2.4, resultando en $\{f_{r1}, f_{r2}\} = \{2,027, 2,245\}$ rad/s.

CAPÍTULO 3. FILTROS DE MICROONDAS DE DOBLE BANDA CON SRR

Para completar las especificaciones del SRR, (2.83) y (2.84) son usados para obtener $BWR = 0,481$. Se debe notar que la naturaleza no lineal de la transformada de frecuencia disminuye ligeramente el BWR requerido (originalmente 0,5). El factor de calidad no cargado de los SRR (Q_u) ha sido obtenido mediante simulaciones EM, con valores de 91 y 94 a 1,9 GHz y 2,4 GHz, respectivamente [GBJ13].

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 & 0,7341 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,7341 & 0,3068 & 0,4827 & 0 & 0,6589 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,4827 & 0,3068 & 0,4827 & 0 & 0,6589 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,4827 & 0,3068 & 0 & 0 & 0,6589 & 0,7341 \\ 0 & 0,6589 & 0 & 0 & -0,3598 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,6589 & 0 & 0 & -0,3598 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,6589 & 0 & 0 & -0,3598 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,7341 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.33)$$

El sustrato usado para el diseño de los prototipos microstrip es Rogers RO3010 con grosor dieléctrico de $h = 0,64$ mm, permitividad relativa eléctrica $\epsilon_r = 10,2$ y pérdida dieléctrica $\tan \delta = 2,2 \times 10^{-3}$.

Las inductancias distribuidas de cada sección del SRR (líneas de transmisión simples y acopladas) han sido extraídas de simulaciones EM [GLSP06] y sus valores respectivos se muestran en la tabla 3.2. La matriz de impedancia total de circuito abierto del modelo de medio resonador, que se obtiene al conectar en cascada las matrices de impedancia de línea de transmisión de cada sub-sección (2.40), las cuales han sido encontradas de acuerdo a las ecuaciones (2.36), (2.37) y (2.38), los valores de todas las matrices usadas para el cálculo de \mathbf{Z} se muestran en la tabla 3.3. Las distribuciones de corriente en ambas resonancias se calculan con las ecuaciones (2.51), (2.52). Las amplitudes de las corrientes en el plano de simetría y en las uniones entre las secciones se observan en la tabla 3.3, para ambas resonancias.

La distribución total de corriente a lo largo de cada conductor es construida por partes a partir de la distribución de corriente de cada sección y se observa en la ecuación (2.51) para el primer conductor del modelo de medio resonador y (2.52) para el segundo conductor. Las amplitudes $i_1(0) = -0,7033$ e $i_2(l_2) = 0,7109$, son los valores propios de \mathbf{Z} . $i_1(l_1) = -0,7031$ e $i_2(l_c) = 0,7106$ son las corrientes en las uniones de las subsecciones para la primera resonancia. Además $i_1(0) = 0,7122$ e $i_2(l_2) = 0,7020$, son los valores propios de \mathbf{Z} . $i_1(l_1) = 0,7118$ e $i_2(l_c) = 0,7014$ son las corrientes en las uniones de las sub-secciones para la segunda resonancia. Se han

3.3. APLICACIÓN DEL DISEÑO DE FILTROS DE DOBLE BANDA CON CONTROL DE ANCHO DE BANDA

Tabla 3.2: Parámetros primarios distribuidos de las secciones del modelo de SRR para BWR 1:2

$L_{l_1}, L_{l_2} \text{ } (\mu H/m)$	0.5379
$\mathbf{L}_{l_c}, \text{ } (\mu H/m)$	$\begin{bmatrix} 0,5161 & 0,1205 \\ 0,1205 & 0,5161 \end{bmatrix}$

expresado en términos de las corriente del valor propio igual a cero en (2.56) y (2.57).

El resonador SRR se obtiene conectando los dos medios resonadores obtenidos, cada uno con su distribución de corriente respectiva (2.51) y (2.52). Con la corriente obtenida es posible hallar la energía promedio magnética almacenada en los conductores. La energía magnética almacenada en un sistema distribuido con múltiples conductores se describe en (2.65), donde la energía W_m está en función de la distribución de corrientes $\mathbf{i}(z)$ y su transpuesta $\mathbf{i}^T(z)$.

La energía magnética se calcula para cada subsección de acuerdo a las ecuaciones (2.66), (2.67) y (2.68), con lo que es posible obtener la energía magnética total almacenada con (2.69), W_m para la primera resonancia es igual a 1,3494 (nJ), mientras que para la segunda tiene un valor de 2,6889 (nJ).

La relación de ancho de banda es el cociente entre los anchos de banda respectivos de la segunda y primera resonancia. Finalmente, el BWR calculado en términos de la energía magnética del resonador en (2.74) es 0.5018, y se muestra también en la tabla 3.3. Como se ha establecido, los valores iniciales del ancho del anillo es $w = 0,57$ mm y el espacio entre los anillos $s = 0,2$ mm, estos valores variarán hasta que se cumplan las especificaciones en el método de diseño propuesto [CAGLSV18]. De estos parámetros de diseño se obtienen las dimensiones físicas del SRR: $l_1 = 1,3$ mm, $l_2 = 0,7$ mm y $l_c = 13,1$ mm. El diseño inicial del SRR ha sido cambiado teniendo en consideración los ajustes realizados por acoplamientos de entrada y de salida en la simulación electromagnética, como resultado se tienen diferencias geométricas entre los SRRs. Se ha hecho una simulación EM sin pérdidas usando Ansys HFSS para verificar el modelo propuesto. Los resultados de la respuesta en frecuencia de la simulación se han comparado con el modelo propuesto en la figura 3.3.

El diseño obtenido del filtro se muestra en la figura 3.4, la dimensión total del filtro es $32 \times 12,4$ mm². El prototipo fabricado se muestra en la figura 3.5.

Tabla 3.3: Parámetros de diseño del resonador con BWR 1:2

	Primera Resonancia	Segunda Resonancia
Z_{l_1}	$-j10^3 \begin{bmatrix} 2,536 & 2,537 \\ 2,537 & 2,536 \end{bmatrix}$	$-j10^3 \begin{bmatrix} 1,874 & 1,875 \\ 1,875 & 1,874 \end{bmatrix}$
Z_{l_2}	$-j10^3 \begin{bmatrix} 2,113 & 2,114 \\ 2,114 & 2,113 \end{bmatrix}$	$-j10^3 \begin{bmatrix} 1,561 & 1,563 \\ 1,563 & 1,561 \end{bmatrix}$
\mathbf{Z}_{l_c}	$-j10^1 \begin{bmatrix} 1,621 & 1,452 \\ 1,452 & 1,621 \end{bmatrix}$	$-j10^1 \begin{bmatrix} -1,199 & 1,429 \\ 1,429 & -1,199 \end{bmatrix}$
\mathbf{Z}	$-j10^1 \begin{bmatrix} 1,448 & 1,433 \\ 1,433 & 1,417 \end{bmatrix}$	$-j10^1 \begin{bmatrix} -1,431 & 1,452 \\ 1,452 & -1,473 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} i_1(0) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -0,7033 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,7122 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} i_2(l_2) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,7109 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,7020 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} i_1(l_1) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -0,7031 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,7118 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} i_2(l_c) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,7106 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,7014 \end{bmatrix}$
W_M	1.3494	2.6889
BW_2/BW_1	0.5018	

Se ha realizado una simulación electromagnética considerando pérdidas. Las mediciones se hicieron con un analizador de redes E8364B PNA. La comparación entre los resultados de la simulación y la medición se observan en la tabla 3.4.

El prototipo ha sido fabricado por proceso fotolitográfico, obtener el espacio exacto entre los conductores fue complicado, debido a esto, se obtuvo un leve desplazamiento y una ligera degradación en los anchos de bandas, especialmente en la banda angosta. Se puede observar también una respuesta ondeada a altas frecuencias, lo cual afecta la banda de paso de la frecuencia más alta. Las pérdidas afectan el acoplamiento y la estructura en general, es natural que la razón BWR se afecte también.

De la figura 3.6 se puede observar que uno de los ceros de reflexión en la banda menor se ha desplazado al plano complejo, lejos del eje imaginario. En la banda

3.3. APLICACIÓN DEL DISEÑO DE FILTROS DE DOBLE BANDA CON CONTROL DE ANCHO DE BANDA

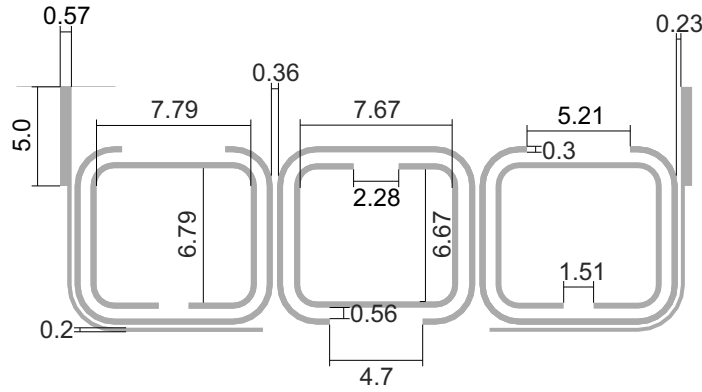


Figura 3.4: Diseño del prototipo pasabanda de doble banda con BWR 1:2. (dimensiones en mm)

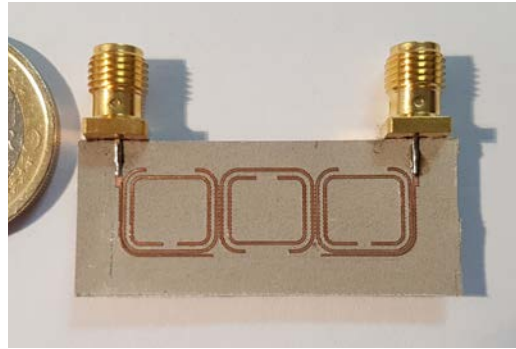


Figura 3.5: Prototipo fabricado de filtro pasabanda de doble banda con BWR 1:2.

mayor se desplaza igualmente un cero hacia el plano imaginario.

Los coeficientes de acoplamiento a la entrada y a la salida son lo suficientemente fuertes para producir un desplazamiento en las frecuencias de resonancia. De modo que, se puede asumir que las dimensiones físicas de los tres SRRs no son idénticas. Los parámetros de dispersión simulados y medidos del prototipo con BWR 1:2 se muestran en la figura 3.6. En la tabla 3.4 se puede observar los resultados simulados y medidos.

El comportamiento del filtro puede ser explicado en base a la distribución de corriente del anillo externo de la ecuación (2.51), el cual es muy similar a la distribución de corriente de un resonador de un solo anillo a la frecuencia de resonancia cuando el anillo externo está acoplado a otros anillos adyacentes como si fueran resonadores de un solo anillo. Las resonancias de cada resonador acoplado serán acopladas entre ellas, y la caída de los bordes de las bandas de paso serán más abruptas cuando el nú-

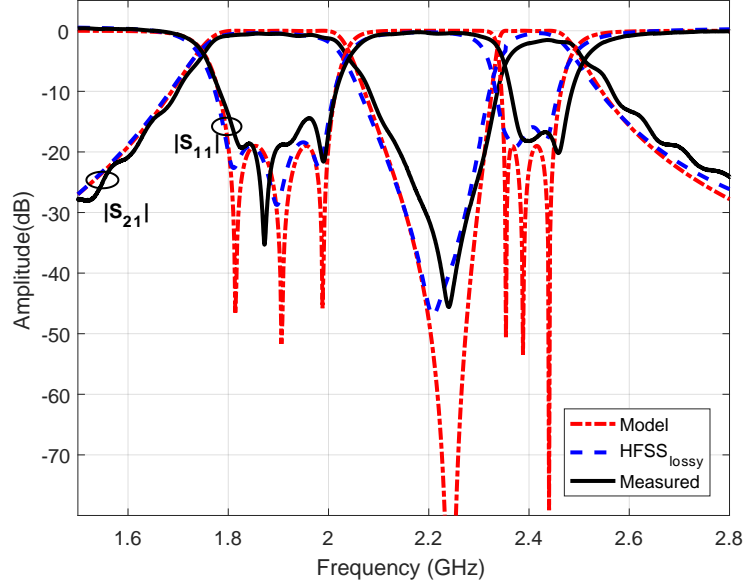


Figura 3.6: Resultados de medición (líneas sólidas) y simulación (línea discontinua roja: Ansys HFSS) del prototipo BWR 1:2.

mero de resonadores se incrementa. Los coeficientes de acoplamiento serán también similares para estas dos resonancias. En la tabla 3.4, se observan también las dos bandas asimétricas producidas en la respuesta del filtro. De este modo se obtiene un filtro pasabanda de banda asimétrica doble, cuya relación entre los anchos de banda es de BWR 1:2, cabe recordar que el control de la razón de los anchos de banda se obtiene con el algoritmo propuesto en el capítulo 2.

3.3.2. Filtro de Doble Banda con BWR 2:1

Las especificaciones del segundo prototipo se muestran también en la tabla 3.1, siendo la única diferencia que ahora la banda de paso más ancha es la superior, resultando un BWR de 2:1, es decir, el cociente entre el segundo y el primer ancho de banda será 2. Al ser el proceso de diseño totalmente análogo al del prototipo con 1:2, solo se presentarán los resultados.

Las especificaciones de la red tipo pasabajo son: las frecuencias de corte son $\{\omega_{L1}, \omega_{U1}\} = \{-1,0878, -0,7322\}$ rad/s y $\{\omega_{L2}, \omega_{U2}\} = \{0,3742, 0,9350\}$ rad/s, con los parámetros de transformación de pasabanda a pasabajo $f_0 = 2,175$ GHz y $\Delta f = 0,65$ GHz. El cero de transmisión está en $-0,3029$ rad/s, las frecuencias centrales

3.3. APLICACIÓN DEL DISEÑO DE FILTROS DE DOBLE BANDA CON CONTROL DE ANCHO DE BANDA

Tabla 3.4: Resultados de simulación y medición del filtro pasabanda de doble banda con BWR 1:2

Banda	Simulaciones EM		Medidas	
	1	2	1	2
Frecuencia Central (GHz)	1.89	2.42	1.895	2.43
Ancho de Banda (MHz)	197	95	200	92
Pérdidas de Retorno (dB)	19	19	16	18
Pérdidas de Inserción (dB)	0.35	0.4	0.5	1.5
BWR	0.48		0.46	

son $\omega_{01} = -0,9100$ rad/s y $\omega_{02} = 0,6546$ rad/s, los anchos de banda son $\Delta\omega_1 = 0,3556$ rad/s y $\Delta\omega_2 = 0,5608$ rad/s.

La banda de paso de la banda simple es $\{\bar{\omega}_L, \bar{\omega}_U\} = \{-0,4107, 0,5057\}$ rad/s, o alternatively, la frecuencia central es $\bar{\omega}_0 = 0,0475$ rad/s y el ancho de banda $\Delta\bar{\omega} = 0,9164$ rad/s. El coeficiente de acoplamiento resultante es $k = 0,7290$, y la susceptancia $b = 0,3029$. La matriz de acoplamiento resultante es (3.34), con la respuesta de frecuencia en la figura 3.7.

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 & 0,7142 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,7142 & -0,0475 & 0,4570 & 0 & 0,7290 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,4570 & -0,0475 & 0,4570 & 0 & 0,7290 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,4570 & -0,0475 & 0 & 0 & 0,7290 & 0,7142 \\ 0 & 0,7290 & 0 & 0 & 0,3029 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,7290 & 0 & 0 & 0,3029 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,7290 & 0 & 0 & 0,3029 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,7142 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Luego de la transformación pasabajo a pasabanda, las frecuencias de resonancia de los anillos interno y externo de un SRR son $f_1 = 2,190$ GHz y $f_2 = 2,079$ GHz, respectivamente, mientras que el coeficiente de acoplamiento de pasabanda es $K = 0,2179$. Finalmente, las frecuencias de resonancia del resonador SRR son $\{f_{r1}, f_{r2}\} = \{1,908, 2,386\}$ GHz, con BWR = 2,019 (nuevamente, ligeramente diferente de 2).

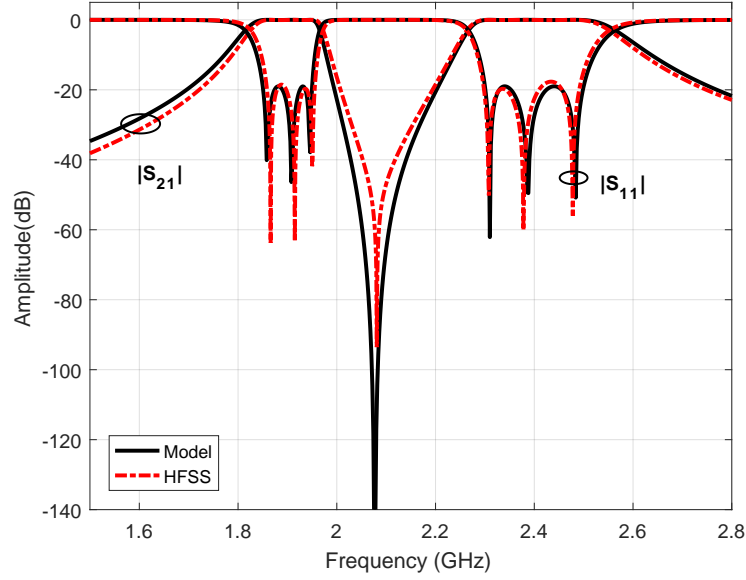


Figura 3.7: Comparación de la respuesta en frecuencia del prototipo con BWR 2:1. Modelo de matriz de acoplamiento vs. simulación EM sin pérdidas.

Tabla 3.5: Parámetros primarios distribuidos del modelo de medio resonador

$L_{l_1}, L_{l_2} \text{ (}\mu\text{H/m)}$	0.5379
$\mathbf{L}_{l_c}, \text{ (}\mu\text{H/m)}$	$\begin{bmatrix} 0,4547 & 0,0756 \\ 0,0756 & 0,4547 \end{bmatrix}$

Nuevamente, los SRRs son diseñados con el mismo sustrato del ejemplo previo. Las inductancias distribuidas de cada sección que componen los SRRs se incluyen en la tabla 3.5, mientras que los parámetros de diseño (matrices de impedancia, corrientes y energía magnética almacenada en la resonancias) se muestran en la tabla 3.6.

El valor inicial del ancho del anillo es $w = 0,57$ mm y el espacio entre los anillos es $s = 0,22$ mm. Las dimensiones físicas del SRR son $l_1 = 1$ mm, $l_2 = 6,5$ mm y $l_c = 8,89$ mm. La respuesta en frecuencia de la simulación electromagnética sin pérdidas se muestra en la figura 3.7.

El diseño del filtro de doble banda se observa en la figura 3.8. La dimensión total

3.3. APLICACIÓN DEL DISEÑO DE FILTROS DE DOBLE BANDA CON CONTROL DE ANCHO DE BANDA

Tabla 3.6: Parámetros de diseños del resonador con BWR 2:1

	Primera Resonancia	Segunda Resonancia
Z_{l_1}	$-j10^2 \begin{bmatrix} 1,715 & 1,826 \\ 1,826 & 1,715 \end{bmatrix}$	$-j10^2 \begin{bmatrix} 1,188 & 1,342 \\ 1,342 & 1,188 \end{bmatrix}$
Z_{l_2}	$-j10^3 \begin{bmatrix} 1,069 & 1,071 \\ 1,071 & 1,069 \end{bmatrix}$	$-j10^2 \begin{bmatrix} 7,705 & 7,729 \\ 7,729 & 7,705 \end{bmatrix}$
\mathbf{Z}_{l_c}	$-j10^1 \begin{bmatrix} 2,698 & 0,986 \\ 0,986 & 2,698 \end{bmatrix}$	$-j10^1 \begin{bmatrix} 0,253 & 0,879 \\ 0,879 & 0,253 \end{bmatrix}$
\mathbf{Z}	$-j10^1 \begin{bmatrix} 0,353 & 0,887 \\ 0,887 & 2,227 \end{bmatrix}$	$-j10^1 \begin{bmatrix} -2,988 & 0,974 \\ 0,974 & -0,318 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} i_1(0) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,9291 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,3099 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} i_2(l_2) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -0,3699 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,9508 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} i_1(l_1) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,8729 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,2743 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} i_2(l_c) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -0,3692 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,9476 \end{bmatrix}$
W_M	2.6356	1.3278
BW_2/BW_1	1.9849	

del filtro es $27,9 \times 12,4 \text{ mm}^2$, y el prototipo fabricado se muestra en la figura 3.9. Se debe observar que el anillo interno de cada SRR es eléctricamente mayor que el anillo externo, debido a esto, una de las secciones de línea de transmisión ha sido serpenteada. Los parámetros de dispersión de medidos y simulados considerando las pérdidas del prototipo con BWR 2:1 se presentan en la figura 3.10, con una comparación entre los resultados simulados y medidos en la tabla 3.7. En este caso las desviaciones de frecuencia de la respuesta medida son mas pequeñas que en el primer prototipo, se sugiere una vez mas las tolerancias del proceso de fabricaión como la principal causa de errores.

Para este caso los desplazamientos de la respuesta en frecuencia medida son pequeños comparados con el primer prototipo. De la figura 3.10 de puede observar que los ceros de reflexión en ambas bandas se han desplazado lejos del eje imaginario.

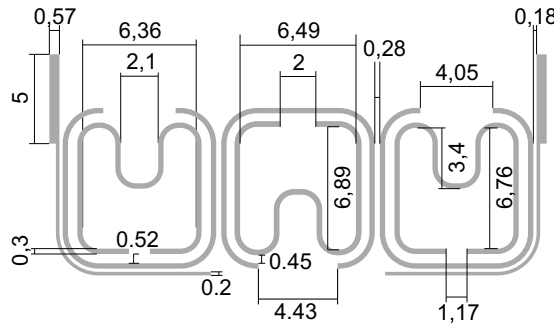


Figura 3.8: Diseño del prototipo pasabanda de doble banda con BWR 2:1. (dimensiones en mm)

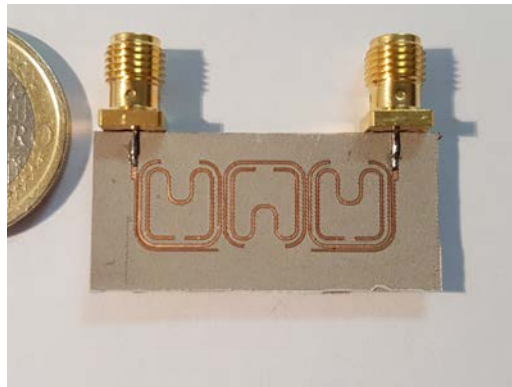


Figura 3.9: Prototipo fabricado del filtro pasabanda de doble banda con BWR 2:1.

Como en el resonador de la sección anterior, el factor Q_u de este SRR ha sido extraído para cada resonancia mediante simulaciones electromagnéticas, se han ob-

3.3. APLICACIÓN DEL DISEÑO DE FILTROS DE DOBLE BANDA CON CONTROL DE ANCHO DE BANDA

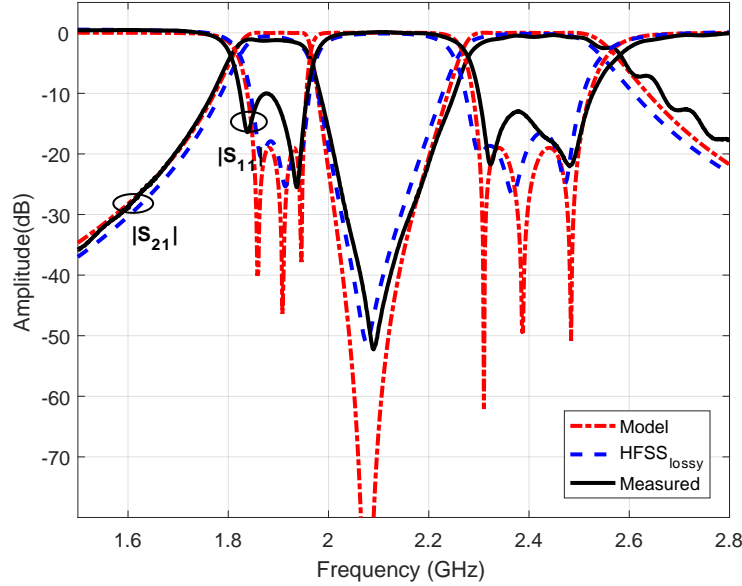


Figura 3.10: Resultados medidos (línea negra) y simulados (línea discontinua roja: Ansys HFSS) del prototipo con BWR 2:1.

tenido valores de 91 y 95 a 1,9 GHz y 2,4 GHz, respectivamente. Los parámetros del SRR determina las ubicaciones de las resonancias y el valor Q_u de las estructuras. De modo que, el valor Q_u del SRR ha sido caracterizado y comparado con otros tipos resonadores usados para implementar filtros de doble banda como se observa en la tabla 3.8. Los valores obtenidos de Q_u del SRR podrían incrementar debido a un aumento del ancho de los anillos, pero el acoplamiento entre ellos disminuiría variando las posiciones de las resonancias.

Una comparación entre los filtros implementados con otros diseños existentes de filtros de doble banda se resume en la tabla 3.9. Se muestran diferentes características para cada filtro de doble banda, en [CHW06] las frecuencias centrales y los anchos de banda relativos de las dos bandas de paso dependen entre ellas con un resonador de impedancia escalonada. Resonadores de lazo tienen un rango limitado de ancho de banda controlable o un ancho de banda fijo en [CYLX06b]. Resonadores de anillo son usados en [ZX07] para controlarlas frecuencias centrales y el ancho de banda de cada banda de paso pero en un rango limitado. Los filtros propuestos tienen una razón de ancho de banda controlable en un rango considerable. Los prototipos usan estructuras SRR sencillas, son compactos y tienen una alta flexibilidad de diseño.

Tabla 3.7: Resultados de simulación y medición del filtro de doble banda con BWR 2:1

Banda	Simulación EM		Medidas	
	1	2	1	2
Frecuencia Central (GHz)	1.88	2.40	1.89	2.42
Ancho de Banda (MHz)	93	198	113	210
Pérdidas de Retorno (dB)	18	17	11	13
Pérdidas de Inserción (dB)	0.6	0.2	1.21	0.6
BWR	2.12		1.86	

Tabla 3.8: Comparación de los valores de Q_u de diferentes resonadores

Resonadores	Q_u	
	B. inferior	B. Superior
RR [ZX07]	95	152
NB-SRR [PdP10]	120	90
Half RR [CLK06]	60	61
Stacked-loop [CYLX06b]	88	84
Filtro con BWR 1:2	91	94
Filtro con BWR 2:1	91	95

3.3.3. Filtro de Doble Banda Eliminada con BWR 1:2

En esta sección se presenta otra aplicación particular basada en SRRs. Un filtro de doble banda eliminada ha sido diseñado e implementado para verificar el diseño propuesto de resonadores SRR con una razón de anchos de banda controlada, esta razón BWR se aplica también a las bandas de rechazo del filtro. El filtro de doble banda eliminada ha sido formado por cuatro SRRs acoplados a una línea de transmisión. El prototipo presenta dos bandas eliminadas centradas a 2GHz y 2.47GHz , con anchos de banda de 200MHz y 100MHz , respectivamente, el BWR es 1:2. Cada uno de los SRRs ha sido diseñado de acuerdo al proceso descrito en la sección 2.3.

El diseño del filtro utiliza una topología de acoplamiento mostrada en la figura 3.11. Los nodos blancos del 1 al 4 son los nodos no-resonantes, mientras que los nodos negros del 5 al 12 son los nodos resonantes y las conexiones (5,9), (6,10),

3.3. APLICACIÓN DEL DISEÑO DE FILTROS DE DOBLE BANDA CON CONTROL DE ANCHO DE BANDA

Tabla 3.9: Comparación de filtros pasabanda de doble banda

Refs.	Pérdidas de inserción (dB)	Banda atenuada (dB)	Tamaño (λ_g)	FBW ₁ (%)	FBW ₂ (%)
[GBJ13]	3.5/4.8	40	0.45×0.45	1.4	1.3
[ZX07]	0.9/1.9	20	0.25×0.25	10	3
[ZCXH10]	2.3/2	35	0.22×0.21	4.5	5.5
[PdP10]	2.4/3.5	25	0.76×0.32	4.19	2
[TH04]	2.7/2.5	60	2.8×0.71	3.7	16
[LCL14]	1.86/1.4	26	0.33×0.19	10.6	13.8
Filtro A	1.25/1.6	46	0.6×0.2	10.5	4.17
Filtro B	1.16/2.2	52	0.54×0.2	5.26	8.3

(7, 11), (8, 12) representan cada SRR. El modelo de matriz de acoplamiento se ha utilizado para obtener las frecuencias de resonancia y los acoplamientos del prototipo como en [CMK07]. La tabla 3.10 muestra los coeficientes de acoplamiento, los cuales han sido normalizados con $f_0 = 2.1 \text{ GHz}$ y $\Delta f = \text{GHz}$. El acoplamiento entre los nodos no resonantes es 1, estos nodos representan la entrada y la salida. Cada acoplamiento tiene una distancia de $\lambda/4$. La respuesta de frecuencia del modelo propuesto se muestra en la figura 3.12.

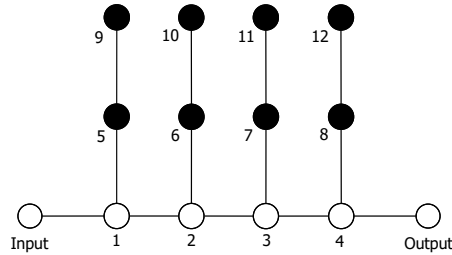
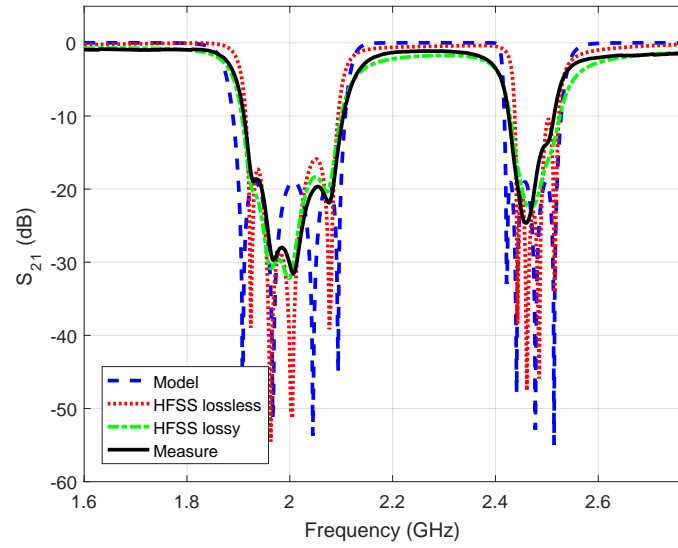


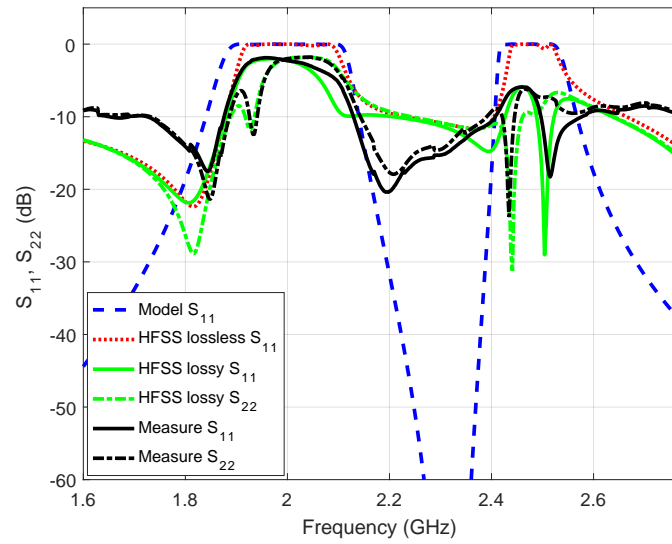
Figura 3.11: Topología de acoplamiento del filtro de doble banda eliminada, nodos negros: resonadores, nodos blancos numerados: nodos no-resonantes.

Las frecuencias de resonancia de los anillos interno y externo (como si fueran anillos aislados), ω_1 y ω_2 , se han calculado con los coeficientes de acoplamiento como en [GLSP11]. Como ya se ha dicho, el resonador SRR es considerado como dos resonadores acoplados, con el resonador externo acoplado a la línea de alimentación. El acoplamiento entre el anillo interno y la línea de alimentación es lo suficientemente débil para ser ignorado.

Luego es necesario encontrar la equivalencia entre el modelo de la matriz de



(a)



(b)

Figura 3.12: Respuesta en frecuencia del filtro de doble banda eliminada. (a) S_{21} , (b) S_{11} and S_{22} .

3.3. APLICACIÓN DEL DISEÑO DE FILTROS DE DOBLE BANDA CON CONTROL DE ANCHO DE BANDA

Tabla 3.10: Coeficientes de acoplamiento del filtro de doble banda eliminada.

Índice	Coef. acoplamiento	Índice	Coef. acoplamiento
(1, 5)	0.596	(8, 12)	0.766
(2, 6)	0.927	(I, 1)	1
(3, 7)	0.927	(1, 2)	1
(4, 8)	0.596	(2, 3)	1
(5, 9)	0.766	(3, 4)	1
(6, 10)	0.766	(4, O)	1
(7, 11)	0.766		

acoplamiento y el modelo propuesto para obtener las dimensiones físicas del SRR. De acuerdo a este modelo las resonancias de todo el SRR, ω_{01} y ω_{02} , se obtienen con (2.79) y $BWR = 1 : 2$. La tabla 3.11 muestra las frecuencias de resonancia de cada anillo aislado, f_1 y f_2 , y las frecuencias de resonancia del todo el resonador f_{01} y f_{02} .

Tabla 3.11: Frecuencias de resonancia.

SRR	Res. frec. (GHz)			
	f_1	f_2	f_{01}	f_{02}
1	2.370	2.443	2.094	2.514
2	2.258	2.443	2.045	2.478
3	2.109	2.443	1.967	2.441
4	2.009	2.443	1.908	2.422

Como se ha establecido, con ω_{01} , ω_{02} y BWR, es ahora posible obtener las dimensiones físicas de la estructura de cada SRR con el método explicado en la sección 2.3. El sustrato usado para diseñar el prototipo es Rogers RO3010, con grosor 0,64 mm, constante dieléctrica de 10.2, tangente de pérdidas ($\tan \delta$) de 0.0022

El diseño del filtro de doble banda eliminada se muestra en la figura 3.13 y las dimensiones se muestran en la tabla 3.12. La simulación electromagnética con pérdidas ha sido realizada en Ansys HFSS para confirmar el comportamiento del modelo, la respuesta en frecuencia se muestra en la figura 3.12. El filtro implementado se muestra en la figura 3.14, la simulación con pérdidas y medición de los parámetros de dispersión del prototipo se muestra en la figura 3.12.

Una comparación entre los resultados de simulación y medición se observan en la

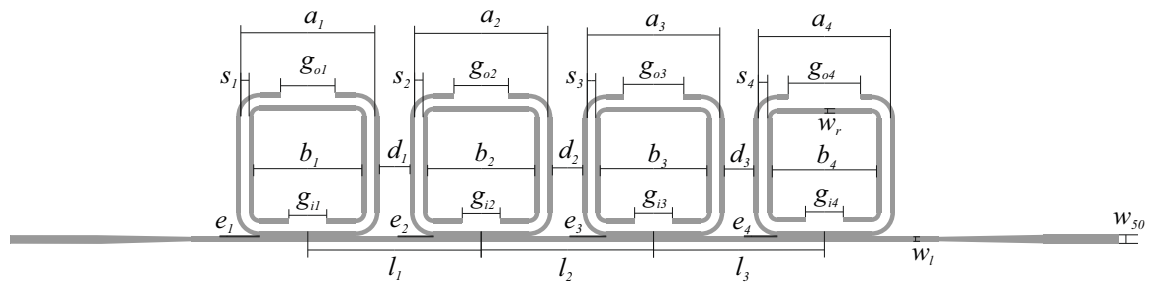


Figura 3.13: Diseño del prototipo de doble banda eliminada con BWR 1:2.

Tabla 3.12: Dimensiones físicas del filtro de doble banda eliminada (en mm).

$w_{50} = 0,57$	$d_1 = 2,03$	$s_1 = 0,55$
$w_l = 0,3$	$d_2 = 2,01$	$s_2 = 0,56$
$w_r = 0,3$	$d_3 = 1,95$	$s_3 = 0,56$
$g_{o1} = 3,55$	$a_1 = 8,85$	$s_4 = 0,62$
$g_{o2} = 3,6$	$a_2 = 8,8$	$e_1 = 0,06$
$g_{o3} = 4$	$a_3 = 8,75$	$e_2 = 0,05$
$g_{o4} = 4,78$	$a_4 = 8,72$	$e_3 = 0,05$
$g_{i1} = 2,5$	$b_1 = 7,15$	$e_4 = 0,06$
$g_{i2} = 2,5$	$b_2 = 7,08$	$l_1 = 11,46$
$g_{i3} = 2,5$	$b_3 = 7,04$	$l_2 = 11,39$
$g_{i4} = 2,5$	$b_4 = 6,88$	$l_3 = 11,29$

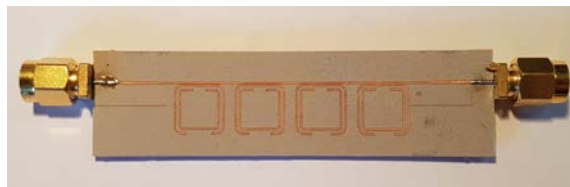


Figura 3.14: Filtro de doble banda eliminada con BWR 1:2 implementado.

3.3. APLICACIÓN DEL DISEÑO DE FILTROS DE DOBLE BANDA CON CONTROL DE ANCHO DE BANDA

tabla 4.2. Para analizar las pérdidas se ha realizado una simulación electromagnética con el objetivo de determinar las posibles causas que las producen. Las pérdidas debido al conductor, dieléctrico y radiación se han analizado por separado, de los resultados obtenidos, las mayores pérdidas se producen principalmente debido al conductor, en segundo lugar debido al dieléctrico. Es razonable dada la pequeña sección del anillo conductor, que produce una alta impedancia. La alta impedancia y las pérdidas del conductor determinan un factor de calidad Q de 54 y 59 en cada resonancia. Las pérdidas del dieléctrico producen un factor de calidad Q de 306 y 312, respectivamente. Las pérdidas de radiación producen altos valores de factor de calidad Q de 1432 y 2011. Se observa claramente que las pérdidas son principalmente debido al conductor. La potencia en las resonancias de cada anillo conductor es mayormente disipada.

El filtro de banda eliminada rechaza la banda mediante el parámetro de reflexión y de disipación. Se observa claramente que los parámetros S_{11} y S_{22} , mostrados en la figura 3.12, difieren entre sí debido a las altas pérdidas. Se observan picos de absorción distintos, que corresponden a la frecuencia de resonancia de cada SRR cercano a cada puerto. La señal en la frecuencia de resonancia es mayormente absorbida mientras que en el resto del rango de frecuencia es reflejada.

Tabla 3.13: Resultados de simulación y medición del filtro de doble banda eliminada.

Banda	Sim EM		Sim EM (pérdidas)		Medición	
	1	2	1	2	1	2
$f_{0,2}$ (GHz)	2	2.48	2	2.475	2	2.468
BW (MHz)	176	82	170	79	170	72
IL (dB)	15.92	10.5	18.3	15.3	19.63	13.92
BWR	0.466		0.465		0.423	

3.4. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado el método de diseño de filtros de banda doble con un control sobre los anchos de banda relativos mediante la relación de ancho de banda BWR. Como aplicación del método propuesto se han diseñado y fabricado dos prototipos pasabanda de banda doble con especificaciones de BWR opuestas entre sí, para verificar el control que se tiene sobre los anchos de banda relativos [CAGLGMV18].

Con el método propuesto es posible lograr el uso eficiente del espectro de frecuencia. Los filtros que se han diseñado se pueden usar para integrar dos estándares dentro del sistema de comunicaciones inalámbricos con el control de la razón de los anchos de banda BWR. Se diseña además, un filtro de doble banda eliminada [CAGLSV18]. Se realizó un filtro basado en anillos asimétricos para obtener la frecuencia intermedia de una antena en bandas milimétricas [GRLA⁺18]. El BWR del modelo propuesto es calculado por una aproximación del factor de calidad desde la energía almacenada en los anillos. Se considera que la energía disipada es la misma en todo el rango de frecuencia, además, el acoplamiento de la línea de alimentación tiene muy poca influencia en los acoplamientos del resonador a las frecuencias de resonancia. Las posiciones de las resonancias pueden también ser controladas dependiendo de la longitud de los anillos y de los acoplamientos entre ellos.

Este método se puede extender para filtros con diferentes respuesta de frecuencia (por ejemplo, un orden más alto o ceros de transmisión establecidos), o aún más de dos bandas de frecuencia, si los SRR se completan con más anillos acoplados. Los resultados obtenidos, tanto en simulación electromagnética como en medición cumplen con las especificaciones determinadas y son coherentes entre sí.

Capítulo 4

Otras Aplicaciones de SRR de Doble Banda: Antenas Omnidireccionales y Sensores

En este capítulo se presenta el método de diseño de dos aplicaciones basadas en el uso de resonadores SRR en dispositivos compactos, y se fundamenta la utilidad de su doble banda. Se ha aplicado la técnica de control de ancho de banda para el diseño de los SRR en las aplicaciones propuestas. Se fundamenta el uso de los SRRs descritos en el capítulo 2 en dos dispositivos específicos, una antena compacta omnidireccional y un sensor de microondas. En la sección 4.1 se describe una introducción donde se fundamentan los requerimientos generales de las aplicaciones de los sistemas inalámbricos modernos como baja potencia, tamaño reducido y flexibilidad, entre otras. En particular, aplicaciones como la interconectividad digital de los objetos cotidianos con internet, o también conocido como Internet de las Cosas (IoT, *Internet-of-Things*). En la sección 4.2, se describe el diseño, implementación y medida de una antena omnidireccional de doble banda para aplicaciones en WLAN y WiMAX, con una breve descripción de algunos conceptos básicos necesarios para el desarrollo del diseño correspondiente [CAGLV18b]. En la sección 4.3, se explica el diseño de un sensor microondas basado en SRRs de doble banda, el sensor se aplica en la caracterización de la permitividad compleja en bebidas alcohólicas [CAGLV18a]. El funcionamiento del sensor se basa en una propiedad novedosa basada en las diferentes distribuciones de corriente en cada uno de los anillos.

4.1. Introducción

Un término muy usado hoy en día es IoT, el cual se refiere a la red global dinámica de información de la conexión de objetos a Internet. Entre estos, como identificadores de radiofrecuencia, sensores, y actuadores, así como otros instrumentos y otros aparatos que se están convirtiendo en un componente integral de Internet.

El término IoT fue inicialmente propuesto como un concepto extendido para objetos con tecnología RFID (RFID, *Radio Frequency IDentification*). Luego otras tecnologías como los sensores entre otros, se involucraron con la tecnología IoT [XHL14]. La asociación de estándares de comunicaciones en China (CCSA, *China Communications Standards Association*) da una definición de IoT una red que puede recolectar información del mundo físico o controlar objetos del mundo físico a través de dispositivos con capacidad de percepción, computación, ejecución y comunicación, y soporta comunicaciones entre las personas y las cosas, o entre las cosas a través de la transmisión, clasificación y procesamiento de información [CRW15].

Una amplia variedad de sensores IoT (por ejemplo: sensor de movimiento, sensor de luz, sensor de temperatura y humedad) cuentan con capacidades de monitoreo sobre diversos artefactos del hogar o la industria y permite que "tengan" mejor conciencia de su alrededor. Las tecnologías de comunicación inalámbrica (Bluetooth, Zigbee, IPv6 y Wi-Fi) entregan capacidades de conectividad a los aparatos electrodomésticos para transferir los datos adquiridos por el sensor a la nube, el sistema de control, y a otros aparatos electrónicos. Adicionalmente, estas tecnologías de comunicación inalámbricas permiten el monitoreo remoto y el control de aparatos electrónicos con una administración inteligente del uso de la energía eléctrica.

IoT abarca una gran cantidad de dispositivos inteligentes y soporta diversas aplicaciones. De modo que es probable que se convierta en una característica integral de la siguiente generación de sistemas celulares. Por otro lado, en la industria de fabricación, el IoT industrial (IIoT, *Industrial IoT*) [PAG⁺13], [XHL14], consiste de sensores, actuadores y maquinaria, que a través de monitoreo, usan los datos analizados para tomar decisiones inteligentes sin intervención humana. Se encarga además de la recolección y análisis de datos, control de planta y optimización, entre otros [RS17].

En los últimos años se ha visto una gran cantidad de soluciones IoT abriéndose paso en el mercado de la industria. Las comunicaciones y la informática han jugado un rol importante a través de los últimos años y se espera que desempeñe un rol importante en el paradigma del IoT [PLJC14].

CAPÍTULO 4. OTRAS APLICACIONES DE SRR DE DOBLE BANDA: ANTENAS OMNIDIRECCIONALES Y SENSORES

Un amplio rango de sensores compactos se han desarrollado para una gran variedad de aplicaciones. Generalmente, estos dispositivos de sensado se encuentran restringidos por limitaciones de fuentes de energía (potencia de la batería), capacidad de procesamiento y almacenamiento, rango de radio comunicación y confiabilidad, etc. Aún así su despliegue debe satisfacer la naturaleza de tiempo real de las aplicaciones con una mínima o ninguna interacción con las personas [SMZL15].

Los sistemas IoT se caracterizan por la transmisión de pequeñas cantidades de datos y una baja tasa de transmisión, lo cual reduce drásticamente los requerimientos de ancho de banda y permite el desarrollo de esquemas de modulación ultra-sensitivos basados en nuevos anchos de banda ultra-angostos (UNB, *Ultra Narrow Band*) o técnicas de difusión de frecuencia. Usualmente, menos de 1 MHz de ancho de banda es suficiente para la mayoría de las aplicaciones. Bandas por debajo de los GHz, como la banda en Europa a 868 MHz y en USA a 915 MHz, son comúnmente preferidas por sus confiables características de propagación. Sin embargo, a pesar de que estas bandas de frecuencia están mas libres que otras porciones del espectro (p. e. la banda de 2,4 GHz), pueden tener problemas de interferencia con otros estándares [LFM⁺16].

En los últimos años, el IoT ha ganado gran atención tanto en la industria como en la academia [AIM10]. Desde que el término fue introducido al final de los 90's muchas soluciones han sido agregadas al mercado de IoT por diferentes tipos de organizaciones. Entre estas empresas se cuentan instituciones académicas, organizaciones gubernamentales y empresas grandes [PZCG14].

IoT está extendiendo la revolución digital en el entorno ambiental. Esta tecnología transformará la forma en que la gente interactúa con el ambiente, tanto en la casa, en el trabajo, en el transporte; en las ciudades o en áreas rurales, en hospitales o en las escuelas, etc. IoT identifica todo lo que se encuentra conectado con el Internet y que va mas allá de los clásicos computadores o teléfonos móviles. En [Eva11] se ha indicado recientemente que alrededor de 50 billones de objetos serán conectados al Internet para el 2020. Este crecimiento sin precedentes está creando nuevas oportunidades para las industrias, negocios y personas.

Como la tecnología esta incrementando rápidamente en los sistemas de comunicación modernos, los sistemas de comunicación inalámbricas son requeridos para operar a más de una frecuencia sin incrementar el tamaño de la antena [PB04]. Además, existe la necesidad de antenas con cobertura omnidireccional que aunque no tengan grandes prestaciones en ganancia sí cubran todo el entorno donde deben estar todos los dispositivos con lo que se comunica.

Como ya se ha mencionado, las comunicaciones inalámbricas se han convertido en

una parte importante de la rutina de vida de la gente. Además de celulares, abundan otros productos inalámbricos. Para mencionar algunos, computadoras inalámbricas, enlaces multimedia, unidades de control remoto, teléfonos móviles satelitales, Internet inalámbrica y dispositivos identificadores de radiofrecuencia (RFIDs) [Bal08]. Muchos de los dispositivos inalámbricos deben ser ligeros y compactos, además de tener un requerimiento bajo de energía.

El tamaño de la antena limita los valores de resistencia de radiación, eficiencia y ancho de banda. En otras palabras, el diseño de una antena es un compromiso entre volumen, ancho de banda, ganancia y eficiencia. El mejor compromiso usualmente se alcanza cuando se excita la mayor parte del volumen para radiación.

Con la continua reducción de tamaño de los dispositivos inalámbricos, hay una creciente demanda por antenas cada vez más pequeñas. Sin embargo, esta demanda no se acompaña de una relajación en los requerimientos de desempeño de las antenas. Esto representa un reto significativo para el diseño, desde que las propiedades de desempeño de la antena son significativamente afectadas por una reducción en tamaño. Adicionalmente, muchos dispositivos inalámbricos actuales requieren operar sobre múltiples bandas de frecuencia, con lo que se incrementa la complejidad del diseño.

Cuando se diseñan antenas que son relativamente pequeñas con respecto a la longitud de onda operativa, es importante entender los conceptos fundamentales asociados con la forma en que el tamaño de una antena se relaciona con sus propiedades de desempeño eléctrico. En este capítulo, el enfoque se encuentra en estos conceptos, ya que se brinda el fundamento necesario para diseñar antenas pequeñas para las aplicaciones inalámbricas actuales.

El capítulo presenta dos aplicaciones de SRR. La primera es una antena compacta omnidireccional de doble banda, la técnica de control de ancho de banda permite hacer un uso eficiente del espectro de frecuencia para los estándares WLAN y WiMAX. Una segunda aplicación que utiliza los resonadores SRR es el diseño de sensores de doble banda, y el uso de las dos resonancias con distintas corrientes en cada uno de los anillos. Los sensores SRR propuestos se aplican para la caracterización de muestras con diferentes concentraciones de alcohol para demostrar la efectividad del sensado.

4.2. Diseño de una Antena Compacta Omnidireccional de Doble Banda basada en SRR para WLAN y WiMax

4.2.1. Propiedades básicas de antenas

Para describir el funcionamiento de una antena, son necesarios algunas definiciones. Algunos de los parámetros están relacionados entre sí y no todos necesitan ser explicados para una descripción completa del desempeño de la antena.

Antena eléctricamente pequeña

Considerando las propiedades de rendimiento y limitaciones de una antena compacta, es importante distinguir entre físicamente pequeña y eléctricamente pequeña.

Para distinguir entre el tamaño físico y eléctrico de la antena, se define el tamaño eléctrico de la antena en términos de su volumen ocupado relativo a la longitud de onda operativa. Una antena eléctricamente pequeña es aquella cuyo volumen total ocupado es tal que ka es menor o igual a 0,5, donde k es la longitud de onda del espacio libre $2\pi/\lambda$, y a es el radio de una esfera que circunscribe la dimensión máxima de la antena. Un valor de $ka = 0,5$ representa un volumen esférico total igual a $\lambda^3/48\pi^2$.

Otros factores importantes a considerar al momento de definir el tamaño eléctrico de una antena es la presencia de material dieléctrico alrededor y cualquier estructura plana de tierra.

Directividad

De acuerdo con las definiciones estándares de términos para antenas del IEEE, (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*), la directividad de una antena se define como el ratio de la intensidad de radiación en una dirección dada desde una antena y la intensidad de radiación promedio en todas las direcciones. La intensidad de radiación promedio es igual a la potencia total radiada de la antena dividida entre 4π . Si la dirección no está especificada, la dirección de máxima radiación de intensidad es implícita. Se ha establecido que las antenas compactas tengan la forma de diagrama de radiación omnidireccional de un dipolo Hertziano de directividad $D = 1,5$.

Factor de Calidad

4.2. DISEÑO DE UNA ANTENA COMPACTA OMNIDIRECCIONAL DE DOBLE BANDA BASADA EN SRR PARA WLAN Y WIMAX

Una cantidad intrínseca de interés para una antena compacta es el factor de calidad Q , es comúnmente definida [Bal97] como

$$Q = \frac{f_0}{2\Delta f_0} \quad (4.1)$$

donde f_0 es la frecuencia de resonancia y $2\Delta f_0$ es el ancho de banda total de 3dB. Ha sido mostrado analíticamente que puede ser determinado de

$$Q = \frac{2\omega_0 \max(W_E, W_M)}{P_A} \quad (4.2)$$

donde W_E y W_M son las energías eléctrica y magnética almacenadas, y P_A es la potencia recibida de la antena. La potencia radiada está relacionada con la potencia recibida a través de $P_{rad} = e_{rad}P_A$, donde e_{rad} es la eficiencia de radiación de la antena. Se asume que la antena ha sido ajustada para resonar en la frecuencia ω_0 .

El factor Q de la antena es una cantidad de interés y puede ser evaluada usando representaciones de circuito equivalentes de la antena.

Eficiencia de Radiación

La eficiencia de radiación es un tópico crítico para las antenas compactas. El factor de eficiencia de radiación de una antena e_{rad} , es la razón entre la potencia radiada por la antena y la potencia enviada a los terminales de entrada de la antena. Muy a menudo el factor de eficiencia se observa en $G = e_{rad}(1 - |\Gamma|^2)D$, donde G es la ganancia que incluye los desacoples entre la fuente y la red acoplada, Γ es el coeficiente de reflexión de la entrada y D es la directividad de la misma. Si se asume que el acoplamiento de la red no tiene pérdidas, las pérdidas de la antena luego de la radiación es modelado frecuentemente a través de una resistencia en serie R_{loss} . En el caso de la eficiencia de radiación, e_{rad} se puede representar como

$$e_{rad} = \frac{R_{rad}}{(R_{rad} + R_{loss})} \quad (4.3)$$

donde R_{rad} es la resistencia de radiación [VCF09].

Se ha observado que si una antena disminuye su tamaño, R_{rad} disminuye, y la resistencia de pérdidas R_{loss} domina la expresión anterior. Esta disminución en eficiencia se debe principalmente a las pérdidas por conductor y dieléctrico dentro de la antena, las cuales son dependientes de la frecuencia [Bal08].

Por otro lado, e_{rad} se puede expresar como

$$e_{rad} = \frac{Q_0}{Q_{int}} \quad (4.4)$$

donde Q_0 es el factor de calidad Q a la frecuencia de resonancia, Q_{int} es la radiación intrínseca, $Q_{int} = 1/(\omega_0 R_{rad} C)$, C es el valor de la capacidad del circuito equivalente de la antena.

Q determina tanto la eficiencia de pérdida óhmica y el ancho de banda del factor de desacople [Kil15]. Se observa cuando

$$\frac{|f - f_0|}{f_0} = \frac{1}{Q_0}, \quad (4.5)$$

el coeficiente de reflexión de potencia de entrada es 0.5 y el factor de desacople -3dB . Esto significa que el ancho de banda total entre los valores de -3dB se vuelve

$$\frac{2\Delta f}{f_0} = \frac{2}{Q_0}. \quad (4.6)$$

Ahora el resonador tiene una carga externa igual a la carga interna, de modo que Q se degrada en un factor de 2, por lo tanto esta ecuación concuerda con (4.1). Si se introduce la eficiencia de radiación e_{rad} de (4.4) en (4.6) se tiene que

$$\frac{2\Delta f}{f_0} e_{rad} = \frac{2}{Q_{int}}. \quad (4.7)$$

Esto implica que Q_{int} representa una limitación fundamental en el producto de eficiencia-ancho de banda de una antena pequeña de tipo resonante.

4.2.2. Diseño de antena

Para diseñar una antena miniaturizada con diagrama de radiación omnidireccional y con control de ancho de banda en las frecuencias de resonancia se considera el uso de SRRs para asegurar compacidad. A través del comportamiento del SSR relacionado con el número de anillos y el acoplamiento entre ellos, se puede controlar sus frecuencias resonantes y sus respectivos anchos de banda con el fin de obtener un buen desempeño de doble banda con anchos de banda asimétricos [CAGLSV18]. Tradicionalmente, el uso de los SRRs está restringido a una sola frecuencia. Sin embargo, se ha mostrado recientemente [BBM⁺05], que los SRRs presentan múltiples frecuencias diferentes cuando se utiliza un diseño apropiado y un número determinado de anillos [CAGLSV⁺11].

La estructura básica de la antena propuesta es el SRR, ya explicado en el capítulo 2. Cuando la superficie del SRR es expuesta a un campo magnético perpendicular, en los anillos se inducen corrientes que son capaces de pasar de un anillo a otro a

4.2. DISEÑO DE UNA ANTENA COMPACTA OMNIDIRECCIONAL DE DOBLE BANDA BASADA EN SRR PARA WLAN Y WIMAX

través de la capacidad distribuida creada entre ellas [Bae05]. El uso de SRRs proporciona flexibilidad al diseño, puesto que con una simple estructura se puede obtener las bandas de frecuencia requeridas. En este capítulo se da un uso nuevo de los SRRs resonadores al usar la propiedad de resonancia dual de sus dos anillos acoplados, además de la característica de miniaturización típica de estos [MAF⁺10b].

La existencia de una potencial asimetría mediante la consideración de anillos desiguales entre los anillos acoplados del SRR en el diseño, permite obtener una respuesta de doble frecuencia en el resonador. Esta propiedad permite tener un diseño novedoso de una antena hecha de SRRs desiguales que proporciona compacidad, diagrama omnidireccional, flexibilidad y capaz de proporcionar cobertura adecuada para nuevos servicios tales como IoT. Esta antena proporciona facilidad en la integración de estándares de comunicación. En la banda de frecuencia de interés se obtienen buenos resultados en pérdidas de retorno y diagrama de radiación, como se verá en los resultados obtenidos.

4.2.2.1. Diseño del SRR

Para diseñar el SRR se utiliza la técnica de control de ancho de banda, líneas de transmisión acopladas con diferentes longitudes representan un resonador de anillos desiguales [CAGLSV18]. Considerando la simetría de la estructura propuesta solo se analiza la mitad del resonador.

El modelo de medio resonador propuesto está compuesto de una sección de una línea de transmisión sin pérdidas formado por dos conductores con diferentes longitudes. En el capítulo 2 se puede encontrar el análisis completo, el cual consiste en dividir el modelo en tres sub-secciones, dos de ellas son una línea de transmisión de un solo conductor de longitud pequeña, y una sub-sección de línea de transmisión acoplada de dos conductores.

Para el diseño del SRR el BWR especificado es 2:1. Dos frecuencia de resonancia, una para aplicaciones WLAN a 2,45 GHz y otra para WiMAX a 3,5 GHz. Anchos de banda de 50 MHz y 100 MHz para la primera y segunda resonancia, respectivamente. Para el diseño del SRR se ha usado el substrato Rogers RO3010 con grosor dieléctrico de $h = 0,64$ mm, permitividad relativa eléctrica $\epsilon_r = 10,2$ y pérdida dieléctrica $\tan \delta = 2,2 \times 10^{-3}$.

Para el modelo de medio resonador, la longitud de la primera sección simple es 3,05 mm, la segunda sección simple es 1,65 mm y la longitud de la sección acoplada es 7,5 mm. Los parámetros primarios distribuidos de las secciones de las líneas simples

CAPÍTULO 4. OTRAS APLICACIONES DE SRR DE DOBLE BANDA: ANTENAS OMNIDIRECCIONALES Y SENSORES

y acopladas fueron extraídos mediante simulaciones EM [GLSP06]. Las matrices de impedancia de la primera y segunda resonancia se muestran en la tabla 4.1, junto con la matriz general de impedancias de circuito abierto que se han obtenido conectando las matrices anteriores [CAGLSV18]. La energía magnética almacenada en los conductores se ha calculado con estos resultados junto con la distribución de corrientes, para ambas frecuencias de resonancia. El ancho de banda de la primera resonancia es aproximadamente el 50 % del segundo, obtenido como resultado de comparar la energía magnética almacenada en ambas resonancias. Estos resultados también se muestran en la tabla 4.1.

Para confirmar estos resultados se ha realizado una simulación electromagnética del SRR con el software Ansys HFSS, donde se confirman las dos resonancias de la estructura, las resonancias se ubican en 2,44 GHz y 3,5 GHz, la primera resonancia es ligeramente menor que la obtenida con el método propuesto, pero aún así se consideran resultados satisfactorios, que confirman el comportamiento del SRR, que será colocado junto a un conjunto de resonadores que formarán el radiador de la antena propuesta. Dimensiones detalladas del SRR se pueden ver en la figura 4.1 como sigue: $a_o = 4,64$ mm, $b_o = 11,61$ mm, $a_i = 2,57$ mm, $b_i = 9,40$ mm, $g_o = 6,2$ mm, $g_i = 3,1$ mm, $s = 0,33$ mm, $w_i = 0,8$ mm y $w_o = 0,77$ mm. Se debe notar que w_i es ligeramente mayor que w_o .

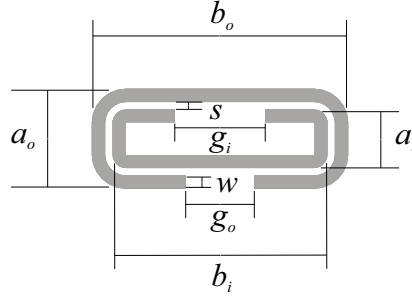


Figura 4.1: Diseño del SRR.

4.2.2.2. Diseño del radiador SRR

En la sección previa se ha diseñado un SRR, formado por una línea de transmisión acoplada de dos conductores de diferentes longitudes. El ancho de banda de las resonancias se determina por las especificaciones de BWR 2:1. Un conjunto de ocho SRRs forman el radiador de la antena compacta, cuatro resonadores acoplados en la capa superior del sustrato y los otros cuatro en la capa inferior. Los resonadores

4.2. DISEÑO DE UNA ANTENA COMPACTA OMNIDIRECCIONAL DE DOBLE BANDA BASADA EN SRR PARA WLAN Y WIMAX

Tabla 4.1: Parámetros de impedancia del SRR.

	Primera resonancia		Segunda resonancia	
Z_{l_1}	$-j10^2$	$\begin{bmatrix} 2,271 & 2,339 \\ 2,339 & 2,271 \end{bmatrix}$	$-j10^2$	$\begin{bmatrix} 1,420 & 1,525 \\ 1,525 & 1,420 \end{bmatrix}$
Z_{l_2}	$-j10^2$	$\begin{bmatrix} 3,024 & 3,075 \\ 3,075 & 3,024 \end{bmatrix}$	$-j10^2$	$\begin{bmatrix} 1,914 & 1,994 \\ 1,994 & 1,914 \end{bmatrix}$
\mathbf{Z}_{l_c}	$-j10$	$\begin{bmatrix} 3,451 & 2,250 \\ 2,250 & 3,451 \end{bmatrix}$	$-j10$	$\begin{bmatrix} 0,031 & 1,910 \\ 1,910 & 0,031 \end{bmatrix}$
\mathbf{Z}	$-j10$	$\begin{bmatrix} 1,691 & 1,846 \\ 1,846 & 2,016 \end{bmatrix}$	$-j10$	$\begin{bmatrix} -2,441 & 2,174 \\ 2,174 & -1,936 \end{bmatrix}$
$i_1(0)$		0,737		0,665
$i_2(l_2)$		-0,675		0,747
$i_1(l_1)$		0,716		0,619
$i_2(l_c)$		-0,664		0,717
W_{M_1}	2.96		1.487	
BW_2/BW_1	1.99			

están alimentados por una ranura (slot stripline). Dicha ranura genera un campo magnético axial que excita los resonadores.

Finalmente el procedimiento de diseño se puede resumir como:

1. Diseño del SRR para obtener una respuesta en banda doble.
2. Diseño de la línea de alimentación (slot line) para acoplar el campo magnético axial.
3. Diseño del array de SRR acoplados.

CAPÍTULO 4. OTRAS APLICACIONES DE SRR DE DOBLE BANDA: ANTENAS OMNIDIRECCIONALES Y SENSORES

El tipo de línea de alimentación de coplanar utilizado de tecnología uniplanar tiene una ventaja respecto a otras líneas como la microstrip, dado que simplifica el proceso de fabricación. La excitación de este tipo de línea se realiza en el modo impar (donde las corrientes en los conductores tienen la misma amplitud y direcciones opuestas), su comportamiento electromagnético depende de la definición del substrato, la ranura y de las dimensiones de las metalizaciones [Mal00].

La simulación electromagnética de la antenna fue realizada con el software Ansys HFSS. Las tres capas de la antenna basada en SRR se muestran en la figura 4.2. La impedancia de entrada se diseñó para 50Ω . Los parámetros optimizados de la antenna se pueden ver en la figura 4.2. El desempeño de la antenna propuesta para operar en doble banda se muestra con la distribución superficial de corriente en ambas frecuencias de resonancia, tal y como se observa en la figura 4.3. Se observa que con el arreglo de los SRRs la distribución de corriente es similar a la de una antenna monopolo a la menor frecuencia en los anillos externos y a la mayor frecuencia en los anillos internos.

El tamaño compacto de la antenna es $30 \times 12 \text{ mm}^2$. Una de las ventajas de la antenna diseñada se basa en el control de su desempeño mediante la modificación del acoplamiento entre los resonadores que conforman la antenna y se determina manteniendo el valor del BWR propuesto. Esto implica que, al controlar las dimensiones del SRR y del espacio entre ellos se asegura la libertad para controlar el ancho de banda de cada resonancia o la dimensión de la antenna. Se ha conseguido una compensación entre todas las dimensiones, y el objetivo de tener un ancho de banda adecuado en ambas resonancias y un tamaño compacto.

4.2.3. Resultados y discusiones

Basado en los resultados del diseño, se fabricó un prototipo de la antenna SRR como se muestra en la figura 4.4. La antenna propuesta se construyó de forma artesanal, juntando dos substratos, con cuatro resonadores acoplados en la parte superior y cuatro resonadores acoplados en la parte inferior de la estructura. Una línea de ranura entre las dos capas alimenta la antenna propuesta. Luego, para la conexión de la línea de alimentación se ha utilizado un conector SMA entre las capas. Se usó pegamento adhesivo instantáneo para unir las placas, el pegamento no afecta la frecuencia de resonancia de la antenna. El tamaño compacto de la antenna es de $30 \times 12 \text{ mm}^2$. Las dos resonancias se movieron ligeramente de los resultados simulados.

La antenna diseñada es una antenna compacta planar razonablemente pequeña, basada en resonadores de anillo abierto alimentada por una línea tipo muesca (slot

4.2. DISEÑO DE UNA ANTENA COMPACTA OMNIDIRECCIONAL DE DOBLE BANDA BASADA EN SRR PARA WLAN Y WIMAX

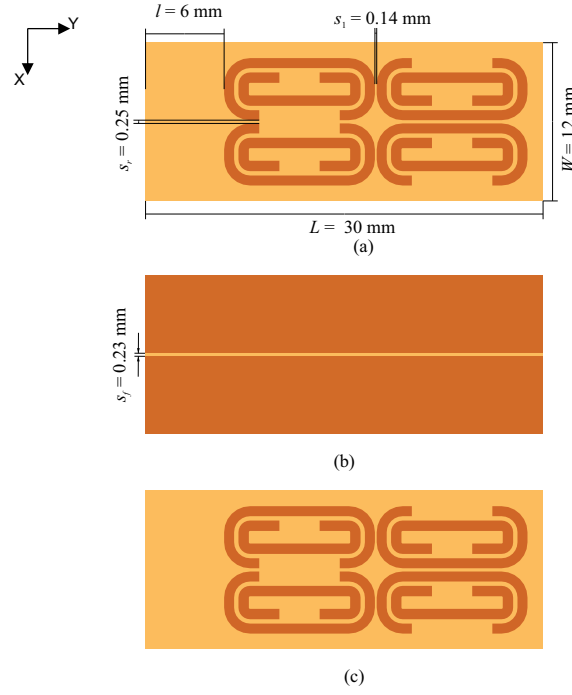


Figura 4.2: Geometría de la antena del diseño propuesto (a) capa superior, (b) capa de stripline de ranura, (c) capa inferior.

stripline) con un diagrama de radiación omnidireccional y con un control de los anchos de banda de las resonancias, que aseguran el uso eficiente del rango de frecuencia.

Últimamente, se han diseñado varias antenas de banda doble con diagrama de radiación omnidireccional para aplicaciones inalámbricas. Específicamente, para aplicaciones de 2,45 GHz (WLAN) y 3,5 GHz (WiMAX). A modo de comparación se han extraído los tamaños de varias antenas compactas. En la tabla 4.2 se compara la antena propuesta con otras antenas multibanda a fin de hacer un análisis comparativo.

Las pérdidas de retorno de la antena se han medido con un analizador de redes (VNA, *Vector Network Analyzer*) (Anritsu MS2027C), el diagrama de radiación y la ganancia fueron medidas en el Stargate64 (SG64 de MVG).

La figura 4.5 muestra el coeficiente de reflexión a la entrada de la antena SRR simulada e implementada. El coeficiente de reflexión de entrada de la antena simulada muestra dos frecuencias de resonancia localizadas a 2,47 GHz con -35 dB y, 3,5 GHz con -37 dB. Los anchos de banda de resonancia son 58 and 82 MHz,

CAPÍTULO 4. OTRAS APLICACIONES DE SRR DE DOBLE BANDA: ANTENAS OMNIDIRECCIONALES Y SENSORES

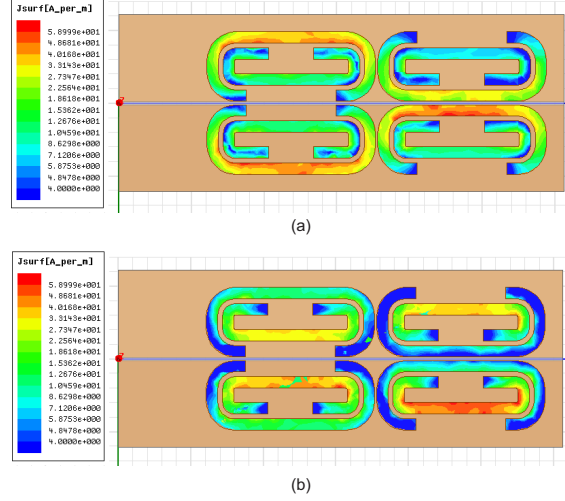


Figura 4.3: Distribución de corriente superficial de la antenna de doble banda. (a) 2,45 GHz, (a) 3,5 GHz.

respectivamente. La frecuencia medida muestra una resonancia en 2,41 GHz con una pérdida de retorno de -35 dB y un ancho de banda alrededor de 50 MHz para un VSWR de 2. La segunda resonancia se encuentra ubicada en 3,54 GHz con una pérdida de retorno de -24 dB y un ancho de banda alrededor de 130 MHz para un VSWR de 2. Comparando los anchos de banda, la primera resonancia es el 34 % de la segunda. Con el objetivo de incrementar los anchos de banda de las resonancias de la antenna se realizó un ajuste posterior.

Los diagramas de radiación omnidireccional de campo lejano simulados y medidos en los planos x-z (plano E) y y-z (plano H) de la antenna a 2,44 GHz y 3,5 GHz se muestran en la figura 4.6. Los diagramas medidos son similares a los simulados en el plano x-z. Mientras que cierta discrepancia a 0° en el plano y-z debido a las imperfecciones de la instalación de la antenna al sistema de medición. Como se muestra en la figura 4.7, los valores de la ganancias pico en simulación y en medición muestran concordancia. Éstos se encuentran alrededor de -5 dB para la menor banda de operación y a $-4,6$ dB para la banda superior.

El principal objetivo de este diseño es usar un elemento novedoso que permita tener dos o más resonancias independientes sobre las que exista un control con el acoplamiento entre las líneas del propio SRR. El SRR utilizado para conformar la antenna propuesta tiene un número de resonancias que dependen del número de anillos del SRR. Se han utilizado cuatro resonadores por lado para formar el radiador. Estas resonancias muestran un factor de calidad Q alto pero con poca ganancia.

4.2. DISEÑO DE UNA ANTENA COMPACTA OMNIDIRECCIONAL DE DOBLE BANDA BASADA EN SRR PARA WLAN Y WIMAX

Tabla 4.2: Comparación de antenas multibanda existentes

Referencias	Tamaño mm ²	Bandas de Operación
[SCY13]	40 × 35	2,4/3,5 GHz
[LY15]	30 × 20	2,4/2,5/3,5/5,2/5,5/5,8 GHz
[NK15]	17,5 × 17,5	3,2/5,5/2,4/3,2/5,5 GHz
[SCW02]	50 × 5	2,4/5,2 GHz
[NK14]	18 × 22	2,4/2,5/3,5/5,2/5,5/5,8 GHz
[ZILM05]	45 × 12	2,4/5 GHz
[LVM09]	50,2 × 19,2	2,4/5,5 GHz
[JT04]	60 × 25	2,4/5,2/5,8 GHz
[CY10]	28 × 33	2,4/2,5/3,5/5,2/5,5/5,8 GHz
[LY08]	28 × 33	2,4/5,4 GHz
[MPK15]	40 × 10	2,4/3,5 GHz
antena propuesta	30 × 12	2,45/3,5 GHz

Adicionalmente, existe un balance entre algunos parámetros de diseño, en este caso la ganancia y el tamaño, es decir, es posible obtener mayor ganancia incrementando el número de resonadores, pero el tamaño de la antena se verá incrementado. Su reducido tamaño es uno de los atributos de este diseño.

Para diseñar una estructura de microondas siempre hay un balance entre los resultados obtenidos y las especificaciones. Mientras que, para obtener una buena miniaturización y flexibilidad se deben de reducir algunos parámetros de la antena, en este caso, la ganancia total medida para ambas frecuencias de resonancia, los valores obtenidos son admisibles para las aplicaciones propuestas ya que la potencia en el receptor es baja en algunas aplicaciones inalámbricas, por lo tanto, estos valores son aceptables.

CAPÍTULO 4. OTRAS APLICACIONES DE SRR DE DOBLE BANDA: ANTENAS OMNIDIRECCIONALES Y SENSORES

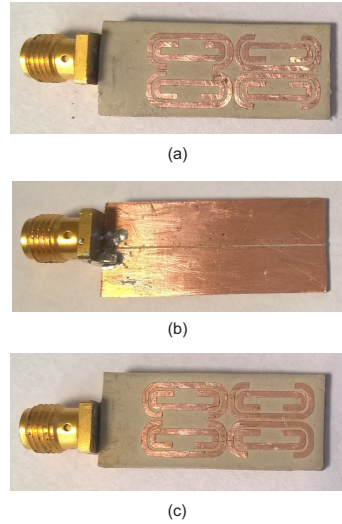


Figura 4.4: Antena fabricada basada en SRR.

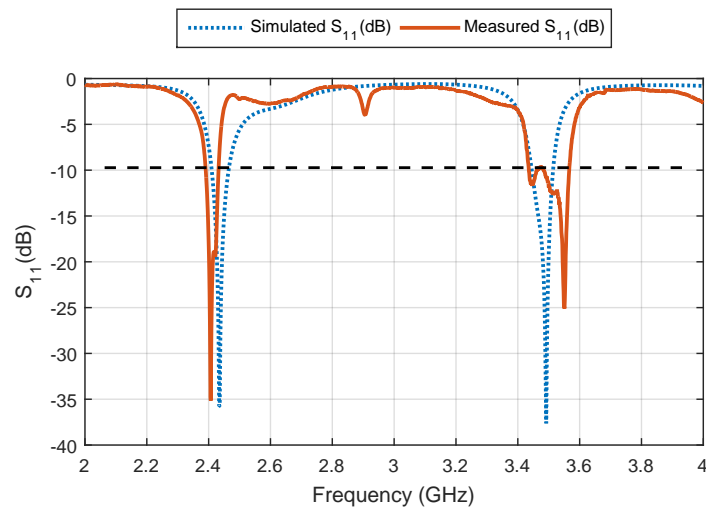


Figura 4.5: Respuesta en frecuencia de simulación y medición de la antena basada en SRR, coeficiente de reflexión S_{11} (dB).

4.2. DISEÑO DE UNA ANTENA COMPACTA OMNIDIRECCIONAL DE DOBLE BANDA BASADA EN SRR PARA WLAN Y WIMAX

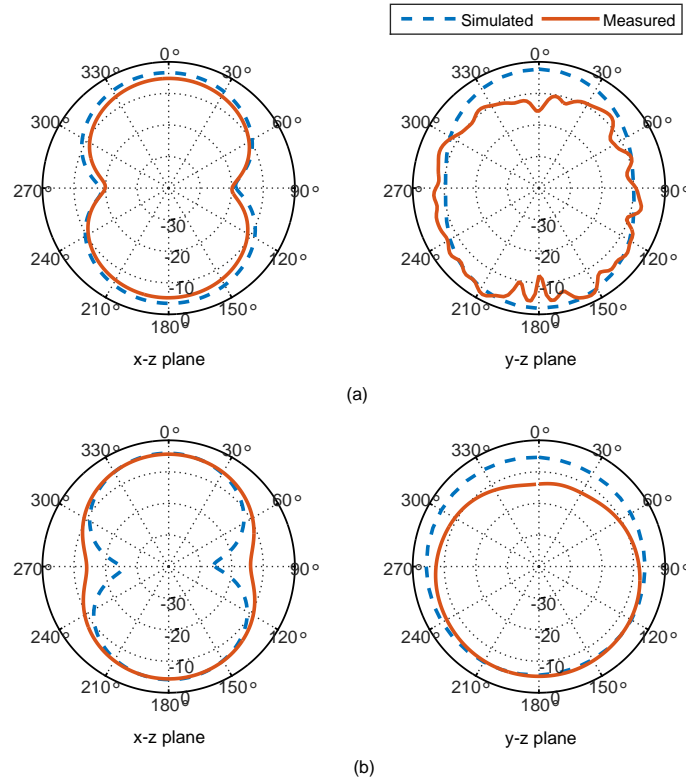


Figura 4.6: Diagrama de radiación simulado y medido de la antena propuesta (a) Primera frecuencia de resonancia, (b) segunda frecuencia de resonancia.

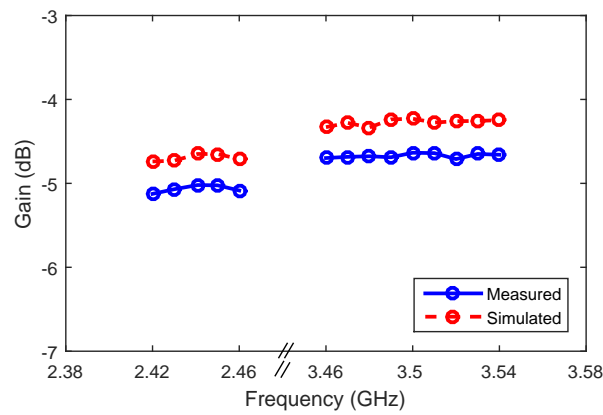


Figura 4.7: Simulación y medición de la ganancia de la antena propuesta para ambas frecuencias de resonancia 2,44 GHz y 3,5 GHz.

4.3. Sensores en microondas basados en SRR

Las características dieléctricas de materiales son aquellas que determinan la interacción del material con un campo eléctrico. En microondas es la interacción de los materiales con el componente de campo eléctrico de las ondas electromagnéticas [Nel15]. Los dieléctricos son una clase de materiales que se caracterizan por ser malos conductores de electricidad, en contraste con materiales como los metales, los cuales son generalmente buenos conductores eléctricos. Muchos materiales conducen corriente eléctrica hasta cierto grado, pero aún así son clasificados como dieléctricos. La naturaleza eléctrica de estos materiales puede ser descrita por sus propiedades dieléctricas, que influyen la distribución de los campos electromagnéticos y las corrientes en la región ocupada por los materiales, y que determinan el comportamiento de los materiales en los campos eléctricos. Su influencia en los campos eléctricos también provee cierta información para medir o sensar ciertas propiedades de los materiales, las cuales pueden ser correlacionadas con las propiedades dieléctricas, mediante medidas eléctricas no-destructivas.

Algunas definiciones simples de las propiedades dieléctricas son útiles en la definición de sus aplicaciones. Una característica fundamental de todas las formas de energía electromagnética es su propagación en el medio a la velocidad de la luz c . La velocidad de propagación v de la energía electromagnética en un material depende de las características electromagnéticas del material y está dada por,

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} \quad (4.8)$$

donde μ es la permeabilidad del material y ε es la permitividad eléctrica. Para el espacio libre (4.8) se vuelve,

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} \quad (4.9)$$

donde μ_0 y ε_0 son la permeabilidad y la permitividad del espacio libre.

En la práctica, a excepción de los materiales ferromagnéticos, la polarización magnética es generalmente muy débil, de modo que la permeabilidad μ puede ser reemplazada por la permeabilidad del espacio libre μ_0 . Para el caso de interés, la mayoría de productos son materiales diamagnéticos con una respuesta muy baja ante los campos magnéticos [Nel73].

Sin embargo, estos materiales tienen diferentes permitividades cuando se comparan con el espacio libre. La permitividad absoluta ε_a puede ser representada como una cantidad compleja,

$$\varepsilon_a = \varepsilon'_a - j\varepsilon''_a \quad (4.10)$$

La permitividad compleja relativa al espacio libre esta dada por

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon_a}{\varepsilon_0} = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' \quad (4.11)$$

donde ε_0 es la permitividad del espacio libre ($8,854 \times 10^{-12}$ F/m). La parte real ε_r' es llamada constante dieléctrica, y la parte imaginaria ε_r'' es el factor de pérdidas dieléctricas, y es igual a cero para materiales sin pérdidas. Estas dos últimas cantidades son las propiedades dieléctricas de interés práctico. La constante dieléctrica ε_r' se asocia con la habilidad del material de almacenar energía en el campo eléctrico en el material, y el factor de pérdidas ε_r'' es asociado con la habilidad del material para absorber o disipar energías. Se define tambien la tangente de pérdidas, representa la razón de la parte imaginaria y la parte real de la permitividad compleja, $\tan \delta = \varepsilon_r''/\varepsilon_r'$. Es llamada también factor de disipación o factor de pérdidas y, se usa también como un parámetro dieléctrico descriptivo.

Las propiedades dieléctricas de los materiales también dependen de la frecuencia del campo eléctrico aplicado, de la temperatura del material, la densidad de la solución es otro factor que influye en las propiedades dieléctricas. Las propiedades dieléctricas de los materiales dependen además de su composición química.

Métodos apropiados para una aplicación específica dependen de la naturaleza de los materiales dieléctricos, entorno físico, frecuencia de operación y precisión. En particular, las técnicas de sensado microondas en soluciones acuosas, como análisis no-destrutivo de materiales son muy atractivas en comparación con el análisis químico por la interacción mejorada entre el agua y las ondas electromagnéticas en la banda de microondas [GRSS13], [SMPJ12]. Los sensores microondas ofrecen bajo costo, adaptabilidad y flexibilidad comparada con los procedimientos químicos y es muy común para monitorear la concentración de diversas soluciones mixtas con valores precisos comparados con otras técnicas. Siendo capaz de discriminar y cuantificar dos componentes diferentes dentro de una solución acuosa [MCE⁺90].

Las técnicas para medir la permitividad, o propiedades dieléctricas en microondas se pueden ser medidas de reflexión o transmisión usando sistemas resonantes o no resonantes, con estructuras abiertas o cerradas para sensar las propiedades del material de las muestras. Principios y técnicas para este tipo de medidas se han discutido en [Nel73], [MCE⁺90], [Agi06]. Los métodos no-resonantes son usados para caracterizar las muestras sobre un amplio rango de frecuencia [Nar14], [SSA13], mientras que los métodos resonantes usan valores discretos de frecuencia. Los métodos resonantes son los más precisos para obtener la permitividad y la permeabilidad [AJA15]. Sin embargo, existen limitaciones en las características de pérdidas de los materiales que pueden ser medidos con estos métodos.

CAPÍTULO 4. OTRAS APLICACIONES DE SRR DE DOBLE BANDA: ANTENAS OMNIDIRECCIONALES Y SENSORES

Las estructuras resonantes pueden incluir ya sea cavidades resonantes cerradas o estructuras resonantes de terminal abierto, es decir dispositivos de dos puertos para medidas de transmisión o dispositivos de un solo puerto para medidas de reflexión. Los parámetros de medida de un dispositivo resonante de un solo que pueden relacionarse con los valores de las propiedades dieléctricas de los materiales, son la frecuencia de resonancia f y el factor de calidad Q de la resonancia. Estos valores dependerán de los valores de la permitividad relativa compleja ε_r de la muestra a medir debido a que estos parámetros varían ante cualquier cambio de las características dieléctricas del entorno. La permitividad compleja se determina por mediciones del coeficiente de reflexión del sensor que varían al sumergirlo en la muestra.

Muchas configuraciones de sensores microondas están basadas en la interacción de los modos resonantes con la solución bajo prueba, para obtener una mayor sensibilidad, la solución líquida interactúa con una punta de prueba microondas en el campo cercano [Kup06], [BKK⁺06].

Una propuesta basada en resonadores de anillos abiertos complementarios CSRR realiza una caracterización de material dispersivo en [AJA15], un CSRR está compuesto de dos anillos concéntricos con dos aperturas en posiciones opuestas, y se encuentran grabados en el plano de tierra de una línea microstrip para obtener un filtro de banda de rechazo.

Las estructuras SRR han sido ampliamente usadas en diversas aplicaciones de sensado en un amplio rango de frecuencia. Un SRR tiene un agudo comportamiento resonante con altos valores de factor de calidad en frecuencias microondas a diferencia de otros circuitos tanque de resonadores pasivos [TTDY14]. Cualquier variación en la frecuencia de resonancia de una estructura SRR puede ser usada como un dispositivo pasivo. Estructuras impresas basadas en SRRs están obteniendo gran interés para aplicaciones de sensado debido a su bajo costo, rápida respuesta, alta sensibilidad y selectividad [GRHMG⁺16]. Usualmente, los parámetros de dispersión son usados para medir o sensar los cambios de las resonancias en la presencia de soluciones acuosas [CDG14]. Una estructura SRR puede ser usada para medir la permitividad de sólidos y líquidos relacionando la frecuencia de resonancia del resonador con la permitividad del material bajo prueba (MUT, *Material Under Test*). Además, existen aproximaciones basadas en estructuras SRRs de resonadores de anillo abierto simétricos (sSRR, *symmetric Split Ring Resonator*) y asimétricos (aSRR, *asymmetric Split Ring Resonator*) [KJ15]. Estas propuestas son excitadas a través de una línea microstrip para sensado de capa delgada, el cual se usa para fortalecer el acoplamiento magnético entre el sensor y la línea microstrip.

En esta sección se diseña un sensor microondas de doble banda basado en SRR,

utilizando la técnica de control de ancho de banda explicada en el capítulo 2. Esta técnica está basada en la relación de la energía magnética almacenada en los conductores del resonador. Una de las características del sensor propuesto es su doble frecuencia de resonancia y además, la distribución de corriente diferente en los anillos conductores para cada una de las resonancias. Este hecho posibilita un comportamiento diferente, y por lo tanto una capacidad de sensado doble.

Otra técnica usada para medir propiedades de los materiales es la espectroscopía dieléctrica. Donde el cálculo del contenido se basa en un análisis estequiométrico de la medida de la transmisión del espectro en la proximidad de la banda vibratoria característica de la molécula de la muestra. Así, la precisión de la medida es altamente sensitiva [MMFJ07]. En [MCE⁺90] se presenta un método que analiza las propiedades dieléctricas de los líquidos y sus composiciones en el dominio de la frecuencia. Sensores de tipo resonadores han sido presentados para medir la concentración de sustancias en líquidos compuestos. En [BKK⁺06] se propone un resonador dieléctrico acoplado a una punta de prueba, para detectar los cambios de la concentración de cloruro de sodio en agua des-ionizada. También se usa como biosensor en la monitorización de concentración de azúcar en el agua [BMK⁺10].

La espectroscopía dieléctrica tiene la principal ventaja de ser no-invasiva, no-destructiva y sin contacto, dependiendo del tipo y la cantidad del ingrediente químico en el líquido bajo prueba, el sensor detecta una variación de la permitividad dieléctrica compleja mediante el cambio en la respuesta electromagnética, de esta manera, se obtiene la información de la composición [GRSS13].

En [KL07] se obtiene alta precisión en aplicaciones de la industria de bebidas alcohólicas, donde la concentración de alcohol en los líquidos es un factor importante.

4.3.1. Propiedades básicas de sensores

El propósito de un sensor es detectar una cualidad/cantidad física y trasladarla a una señal. Existe una terminología común usada con el uso de sensores. En esta sección se presenta brevemente la terminología básica [Fra15].

Función de transferencia es una relación ideal o teórica entre la salida y el estímulo. Si el sensor es diseñado y fabricado con materiales y herramientas de diseño adecuados, la salida del sensor debería representar siempre el verdadero valor del estímulo. La función de transferencia puede ser establecida en forma de una tabla de valores, un gráfico, o una ecuación matemática. Esta relación de salida-estímulo está caracterizada por la función de transferencia. Esta función establece la dependencia

CAPÍTULO 4. OTRAS APLICACIONES DE SRR DE DOBLE BANDA: ANTENAS OMNIDIRECCIONALES Y SENSORES

entre una señal eléctrica S producida por el sensor y el estímulo $s : S = f(s)$. Dicha función puede ser una simple conexión lineal o una dependencia no lineal.

Precisión, realmente se habla del término inexactitud, la cual es medida como la mayor desviación de un valor representado por el sensor a partir de un valor ideal o verdadero en su entrada. El valor verdadero es atribuido al objeto de medición y aceptado con una incertidumbre específica.

Rango, cada sensor se diseña para trabajar sobre un rango de frecuencia específico. Usualmente, los rangos de diseño son fijos. En algunos casos, salir del rango implicaría el daño o la destrucción del sensor.

La **sensibilidad** de un sensor está definida como el cambio en la salida del sensor por unidad de cambio en el parámetro que es está midiendo. El factor puede ser constante sobre el rango del sensor (lineal), o podría variar (no-lineal).

Resolución, está definida como el cambio mas pequeño del estímulo que puede ser detectado por un sensor. Cuando un estímulo varía constantemente sobre el rango, las señales de salida de algunos sensores no serán suavizadas perfectamente, aún en condiciones sin ruido.

Respuesta, es el tiempo tomado por un sensor para acercarse a su verdadera salida cuando está sometido a una respuesta de paso es a veces sometido como su respuesta de tiempo. Sin embargo, es mas usual citar un sensor como una respuesta plana entre los límites de frecuencia específica. Esto es conocido como la respuesta en frecuencia.

Linealidad, cuando la salida del sensor es directamente proporcional a la entrada sobre todo el rango de funcionamiento, de manera que la pendiente de un gráfico de salida versus entrada se representa por una línea recta.

4.3.2. Diseño de sensores

Para el diseño de sensores es necesario explicar el proceso básico de sensado. En esta sección se identifican las propiedades del sensor que cambian en base a la modificación de las características dieléctricas de la muestra.

La caracterización dieléctrica microondas de diferentes soluciones utilizando un sensor se realiza a través de la interacción de campos electromagnéticos producidos por el sensor dentro del líquido bajo prueba, (LUT, *Liquid Under Test*), en un rango

de frecuencia previamente definido.

Esta interacción se usa para medir parámetros dieléctricos de la muestra, la permitividad relativa real, comúnmente conocida como constante dieléctrica ε_r , con $\varepsilon' = \varepsilon_r \varepsilon_0$ y la tangente de pérdidas $\tan \delta = \varepsilon''/\varepsilon'$. En (4.11) se define la permitividad compleja de un material. Este proceso involucra el almacenamiento o disipación de energía y varía dependiendo de la concentración de la solución alrededor del sensor. Este término está asociado con la energía almacenada (parte real) y energía disipada (parte imaginaria). La energía magnética almacenada W_m es relacionada con el factor de calidad Q en $Q_e = \omega_0/\Delta\omega = 2\omega_0 W_m(\omega_0)/P_0$. Mientras que, la energía disipada y almacenada se relacionan a la tangente de pérdidas de la muestra y consecuentemente con el factor de calidad Q en $\tan \delta = 1/Q$.

La respuesta del sensor, posición y ancho de banda de las frecuencias de resonancia, variará dependiendo de las características dieléctricas del LUT. Esto implica que la respuesta de resonancia del sensor y los parámetros dieléctricos del entorno están relacionados. Comúnmente, las características dieléctricas del LUT son influenciadas por las características inherentes de la solución que incluye: contenido de agua, composición y temperatura [AJM⁺04]. Por ejemplo, una propiedad material para absorber energía de un campo electromagnético y para convertirlo en calor.

La medida de las propiedades dieléctricas de los líquidos implica colocar el sensor dentro del LUT bajo el efecto de los campos electromagnéticos, así el LUT será caracterizado a mediante el desplazamiento de las respuesta de frecuencia del sensor y la variación del ancho de banda. El sensor que está conformado por un resonador implementado en tecnología microstrip variará su comportamiento de acuerdo a las características dieléctricas de la solución bajo prueba. Esto implica que existe una relación entre los parámetros resonantes del sensor y los parámetros dieléctricos de su entorno.

Los campos eléctricos en el sensor microstrip generan un modo de propagación quasi-TEM en el resonador. Al no estar confinados entre los anillos conductores y el plano a tierra del sustrato, parte de las líneas del campo se expanden sobre el conductor. Por tanto, como ya es conocido, el dieléctrico del sustrato de grosor h y permitividad relativa ε_r se reemplaza con un medio homogéneo de permitividad efectiva, ε_e [Poz04].

En el caso de la estructura del sensor SRR propuesto, ($w/h \leq 1$) la permitividad efectiva para el sensor no sumergido está dada por

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[(1 + 12(h/w))^{-1/2} + 0,04(1 - (w/h))^2 \right] \quad (4.12)$$

CAPÍTULO 4. OTRAS APLICACIONES DE SRR DE DOBLE BANDA: ANTENAS OMNIDIRECCIONALES Y SENSORES

donde w es el ancho del conductor del anillo SRR y h es el grosor del sustrato.

En la tecnología microstrip la longitud de onda guiada está dada por

$$\lambda_g = \frac{c_0}{f\sqrt{\varepsilon_e}} \quad (4.13)$$

donde c_0 es la velocidad de la luz en el vacío, f es la frecuencia de resonancia. Éste es un parámetro de medida del sensor resonante. Por lo tanto, si el sensor se sumerge en un líquido, los campos eléctricos interactúan también con la solución que rodea el sensor y las características de la línea cambian [GRHMG⁺16].

De (4.13) se puede calcular la permitividad efectiva de cada muestra medida, y con (4.12), se obtiene el valor de la constante dieléctrica efectiva. Como las soluciones tienen diferentes características dieléctricas, la permitividad relativa de la solución dependerá de dichas características [AZR⁺17]. De modo que una variación en las propiedades dieléctricas de la solución significa una variación en la permitividad efectiva ε_e y en la constante dieléctrica ε_r' .

Otro parámetro de medida es el factor de calidad Q , en (2.64) se establece la relación entre el factor de calidad Q_e y la energía magnética almacenada W_M en el resonador

$$Q_e = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = \omega_0 \frac{2W_m(\omega_0)}{P_0}. \quad (4.14)$$

De modo que es posible estimar el valor de la energía magnética almacenada en el sensor a partir de la medición de máxima pendiente de fase, tal y como se aproxima en la figura 2.21.

La parte imaginaria de la permitividad ε_r'' es siempre mayor que cero y usualmente mucho menor que ε_r' . El factor de pérdidas incluye los efectos de las pérdidas del dieléctrico y la conductividad. Si se grafica la permitividad compleja como un diagrama de vector simple, los componentes real e imaginario tienen un desfase de 90° . La tangente de pérdidas del material ($\tan\delta$), es la razón entre la energía perdida y la energía almacenada. El factor de calidad Q es recíproco a la tangente de pérdidas [Agi06], de modo que,

$$\tan\delta = \frac{1}{Q} \quad (4.15)$$

4.4. Sensitividad de los sensores

El SRR propuesto para diseñar el sensor está compuesto por dos anillos resonadores acoplados entre sí, así las dos frecuencias de resonancia serán utilizadas para caracterizar la muestra. Para medir la sensibilidad del sensor el prototipo es simulado alrededor de un ambiente de prueba para analizar las propiedades electromagnéticas (permitividad y tangente de pérdidas) de la muestra en cada resonancia [SJA17].

Simulaciones iniciales consideran el sensor con aire alrededor ($\varepsilon_r = 1$). Las frecuencias de resonancia del sensor en esta simulación se han definido como f_{0i} , $i = 1, 2$. Un número de n simulaciones se han realizado en un rango de permitividad de 1 a M , los resultados muestran un desplazamiento de frecuencia f_{ri_j} y una variación de ancho de banda BW_{i_j} , $j = 1, \dots, n$ para cada frecuencia de resonancia. La medida de sensibilidad del sensor en la frecuencia de resonancia es determinada con el desplazamiento de frecuencia respecto a la resonancia inicial f_{0i} , definida como $\Delta f_{i_j} = |f_{ri_j} - f_{0i}|$.

El factor de calidad Q esta calculado en términos del ancho de banda en cada frecuencia de resonancia, $Q_{i_j} = f_{ri_j}/BW_{i_j}$ y su sensibilidad es calculada como $\Delta Q_{i_j} = |Q_{ri_j} - Q_{0i}|$, $j = 1, \dots, n$ en cada resonancia. La sensibilidad es relacionada con la mayor variación de Δf y ΔQ .

Una vez que la sensibilidad del sensor se ha determinado, es necesario determinar cual de las resonancias corresponderá a cada parámetro dieléctrico a ser medido (ε_r y $\tan \delta$). De acuerdo con el método presentado en [HRJ⁺14], la frecuencia de resonancia relativa, definida como $f_{rel_i} = f_{i_j}/f_{i_1}$, donde f_{i_1} es la frecuencia de resonancia simulada con el primer valor del rango de permitividad relativa ($\varepsilon_r = 1$), es relacionado al rango de variaciones de ε_r con un valor constante de $\tan \delta$ para poder observar el comportamiento del sensor.

El valor relativo del facto de calidad Q , definido como, $Q_{rel_i} = Q_{i_j}/Q_{i_1}$, donde Q_{i_1} es el facto Q simulado con el primer valor del rango de tangente de pérdidas ($\tan \delta = 0$), es relacionado a un rango de variaciones de $\tan \delta$ con un valor constante de ε_r para ver el comportamiento del sensor.

Estos dos parámetros serán medidos en las dos resonancias, los valores más pequeños de f_{rel} y Q_{rel} proporcionan la mayor sensibilidad de la resonancia relacionada a la variación de ε_r o $\tan \delta$.

4.4.1. Diseño del sensor basado en SRR de doble resonancia

El diseño del sensor microondas de doble banda basado en SRR se realiza utilizando la técnica de control de ancho de banda explicada en el capítulo 2. Esta técnica está basada en la relación de la energía magnética almacenada en los conductores del resonador y calculada en cada una de las frecuencias de resonancia. Esta relación se establece a través de la relación de ancho de banda (BWR), que es el cociente de los anchos de banda absolutos de la segunda y la primera resonancia y es, además, el cociente entre la energía magnética almacenada entre la primera y segunda resonancia [CAGLSV18].

$$\text{BWR} \triangleq \frac{\Delta\omega_2}{\Delta\omega_1} = \frac{W_m(\omega_{r1})}{W_m(\omega_{r2})}. \quad (4.16)$$

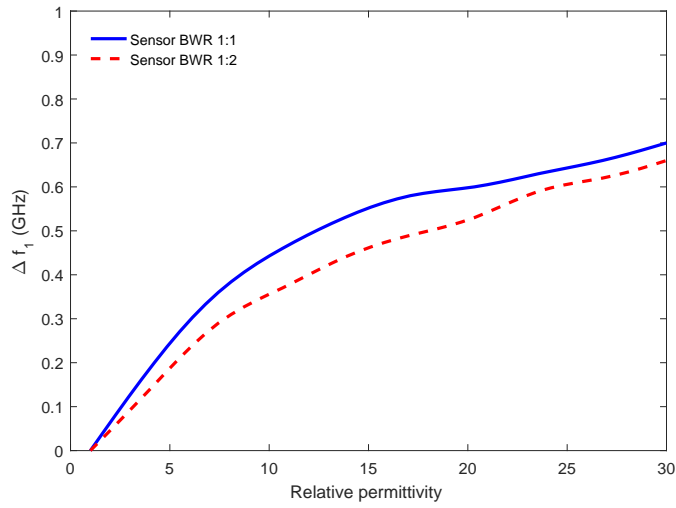
donde $\Delta\omega_2$, $\Delta\omega_1$ son los anchos de banda relativos de la segunda y primera resonancia, respectivamente. $W_m(\omega_{r1})$, $W_m(\omega_{r2})$ son las correspondientes energías magnéticas. En (4.16) se observa que la energía magnética es una medida de la inversa del ancho de banda.

El método de diseño de SRR necesita algunas especificaciones para obtener las dimensiones del resonador: las dos frecuencias de resonancia $\{\omega_{r1}, \omega_{r2}\}$, el BWR, el ancho de los anillos y el espacio entre ellos.

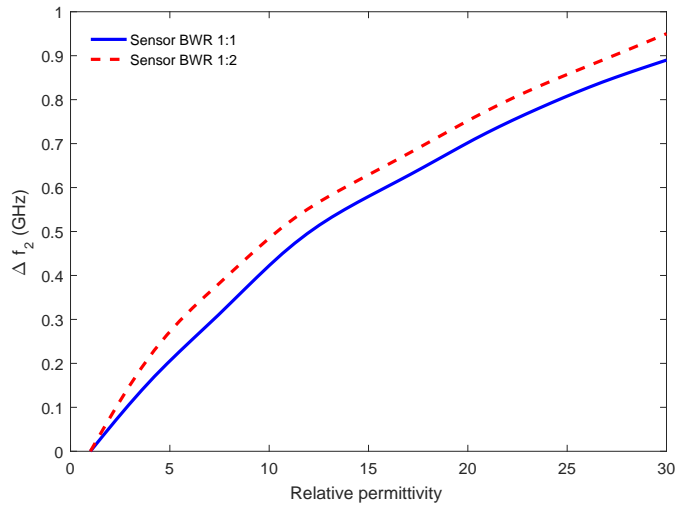
Dos sensores microondas basados en SRR con resonancia doble han sido propuestos para seleccionar entre ellos el sensor con mayor sensibilidad. El método para identificar la mejor sensibilidad entre los sensores propuestos de la sección 4.4 es aplicado aquí junto con el método que permite seleccionar la resonancia para medir un parámetro específico (ε_r y $\tan\delta$). Finalmente, el método de diseño del SRR usando la técnica de control de ancho de banda es explicado con parámetros técnicos.

Los dos prototipos han sido diseñados con frecuencias de resonancias a 1,5 GHz y 2,45 GHz y dos BWR diferentes BWR (1:1) y (1:2). El primer sensor tiene 80 MHz de ancho de banda en ambas resonancias y el segundo sensor tiene 80 MHz de ancho de banda en la menor resonancia y 40 MHz de ancho de banda en la mayor resonancia. Los sensores basados en SRR han sido simulados usando Ansys HFSS usando el sustrato Rogers RO3010 con grosor de dieléctrico $h = 0,64$ mm, permitividad $\varepsilon_r = 10,2$ y tangente de pérdidas $\tan\delta = 0,0022$.

Las simulaciones fueron realizadas dentro de un rango de permitividad de 1 a 30, los resultados muestran un desplazamiento de frecuencia y una variación de ancho de banda en cada frecuencia de resonancia. La comparación de sensibilidad de ambos sensores en las frecuencias de resonancia se determinaron con el desplazamiento de frecuencia con respecto a las resonancias iniciales, $\Delta f_{1,2}$ se muestran en la figura 4.8.



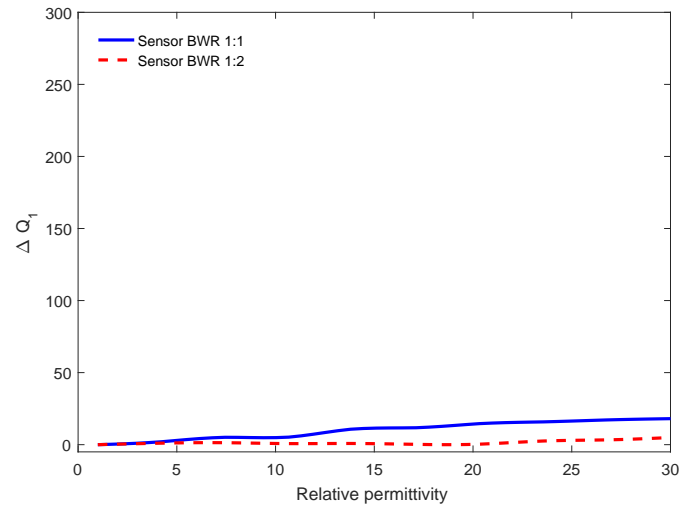
(a)



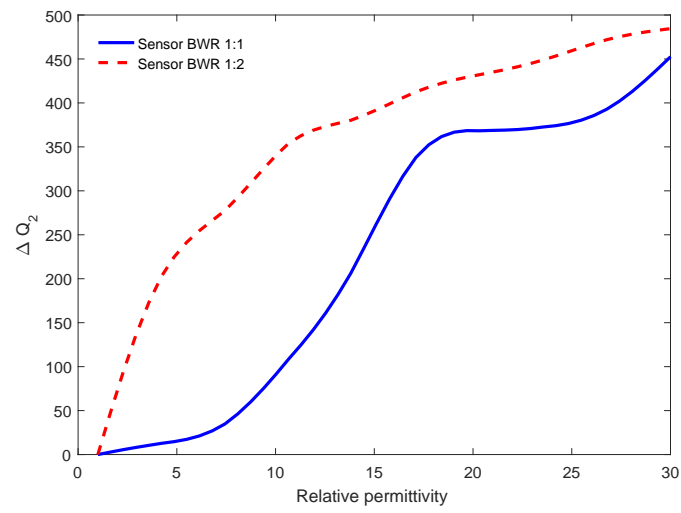
(b)

Figura 4.8: Comparación de sensibilidad de las resonancias del sensor (a) Primera resonancia, (b) Segunda resonancia.

CAPÍTULO 4. OTRAS APLICACIONES DE SRR DE DOBLE BANDA: ANTENAS OMNIDIRECCIONALES Y SENSORES



(a)



(b)

Figura 4.9: Comparación de sensibilidad del factor Q del sensor (a) Q_1 (b) Q_2 .

El factor Q también se ha calculado en función del ancho de banda para cada frecuencia de resonancia, se ha calculado su sensibilidad como $\Delta Q_{1,2}$ para cada frecuencia de resonancia. La comparación del factor Q en ambas resonancias se muestra en la figura 4.9. La sensibilidad se ha relacionado con la mayor variación de Δf y ΔQ .

Se puede observar en la primera resonancia que el sensor con BWR 1:1 muestra buena sensibilidad a la permitividad relativa en el desplazamiento de frecuencia Δf , pero ΔQ no es lo suficientemente grande como se observa en la figura 4.8(a) y en la figura 4.9(a). Mientras que para la segunda resonancia el sensor con BWR es mas sensitivo a la permitividad relativa en el desplazamiento de frecuencia Δf . La variación de ΔQ es alta con menor variabilidad comparada con la variación ΔQ del sensor con BWR 1:1, como se puede ver en la figura 4.8(b) and figura 4.9(b).

De modo que, el sensor basado en SRR con BWR 1:2 es el más adecuado para realizar los estudios, aún cuando la sensibilidad de la permitividad relativa es menor que el sensor con BWR 1:1. El sensor con BWR 1:2 tiene dos frecuencias de resonancia con dos anchos de banda diferentes, la sensibilidad de cada resonancia puede ser usada eficientemente para determinar dos parámetros que permitan caracterizar una muestra.

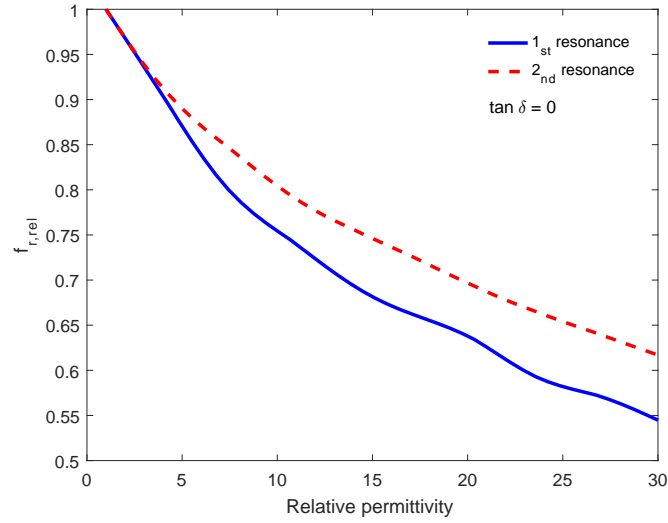
Con el sensor BWR 1:2 seleccionado es posible caracterizar una muestra con los parámetros (f_r , Q). El sensor fue simulado sobre un rango de variaciones de ε_r de 1 a 30 con un valor constante de $\tan \delta = 0$ para conseguir f_{rel} y una simulación sobre un rango de variaciones de $\tan \delta$ de 0 a 0,15 con un valor constante de $\varepsilon_r = 15$ para obtener Q_{rel} .

Estos parámetros han sido simulados en las dos frecuencias de resonancia para confirmar los resultados previos que me se muestran en la figura 4.8(b) y en la figura 4.9(b). La sensibilidad de los cambios relativos de f_{rel} y Q_{rel} se relaciona con el menor valor obtenido en la respuesta de simulación como se observa en la figura 4.10. Se observa los resultados de los cambios relativos de la frecuencia de resonancia y el factor Q . f_{rel_1} es más sensitivo a la permitividad relativa en la primera resonancia y Q_{rel_2} es más sensitivo a la pérdida tangencial. Los dos parámetros f_{rel_1} y Q_{rel_2} serán utilizados para caracterizar muestras en las medidas de la siguiente sección.

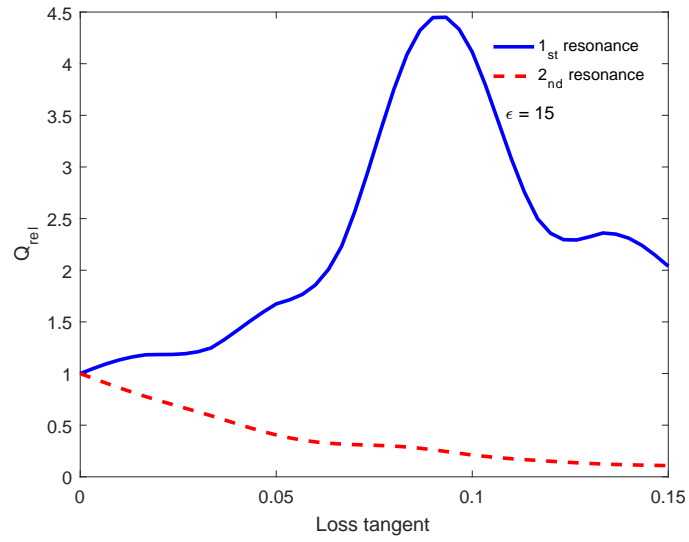
Aproximaciones adecuadas se han utilizado haciendo uso de funciones exponenciales con valores RMSE de 0,01 y $0,9 \cdot 10^{-3}$, para interpretar las variaciones de la frecuencia relativa simulada f_{rel_1} y el factor de calidad relativo Q_{rel_2} , respectivamente.

$$\varepsilon_r = 18,455 f_{01}^{0,5} e^{-(8,422 f_r / f_{01})} - 18,54 f_{01}^{0,5} e^{-(8,441 f_r / f_{01})} \quad (4.17)$$

CAPÍTULO 4. OTRAS APLICACIONES DE SRR DE DOBLE BANDA: ANTENAS OMNIDIRECCIONALES Y SENSORES



(a)



(b)

Figura 4.10: Comparación de los cambio relativos de $f_{r,rel}$ y Q_{rel} para ambas resonancias del sensor basado en SRR con BWR 1:2.

4.4. SENSITIVIDAD DE LOS SENSORES

$$\tan \delta = 0,0106 + 0,0847e^{-(17,872Q/Q_{02})} \quad (4.18)$$

Con (4.17) y (4.18), ε_r y $\tan \delta$ pueden ser fácilmente estimados luego de las mediciones del desplazamiento de frecuencia y de la variación del ancho de banda obtenidos por la medición de la inmersión del sensor en el LUT.

Como el sensor basado en SRR con BWR 1:2 posee la mayor sensibilidad. Se detalla a continuación el proceso de diseño del sensor. Para obtener las dimensiones del resonador de acuerdo con el proceso de diseño propuesto en [CAGLSV18].

Se necesitan las inductancias (parámetros primarios) de las líneas acopladas y de las líneas simples del modelo de medio SRR, las cuales se han extraído de simulaciones electromagnéticas y son mostradas en la tabla 4.3.

Tabla 4.3: Parámetros distribuidos de la sección de medio SRR

$L_{l_1}, L_{l_2} \left(\frac{\mu H}{m} \right)$	0.0156
$\mathbf{L}_{l_c}, \left(\frac{\mu H}{m} \right)$	$\begin{bmatrix} 0,4798 & 0,1417 \\ 0,1417 & 0,4798 \end{bmatrix}$

La matriz de impedancia de circuito abierto del resonador \mathbf{Z} , se ha construido con las matrices de las sub-secciones, y a partir de \mathbf{Z} es que se calculan las corrientes que permiten el cálculo de las energías almacenadas en cada conductor, junto con las amplitudes de las corrientes, los valores de las energías en cada resonancia y el BWR obtenido se muestran en la tabla 4.4 (ver capítulo 2). La figura 4.11 muestra la estructura del sensor con línea de alimentación acoplada.

Una de las características de funcionamiento del SRR es la distribución de corrientes en los anillos conductores para cada resonancia. Mediante una simulación electromagnética se ha determinado que, en la primera resonancia las corrientes en el SRR tienen direcciones opuestas, mientras que en la segunda resonancia conservan la misma dirección, tal y como se observa en la figura 4.12. Este comportamiento permitirá sensar en dos diferentes frecuencias de resonancia en dos modos distintos de propagación impar y par [Poz04].

Se puede observar de [GGJM⁺05], que la primera resonancia también llamada resonancia magnética es anti-simétrica debido a las direcciones opuestas de las distribuciones de corriente, el SRR es excitado por un campo magnético homogéneo y por un campo eléctrico débil, esto se observa en la figura 4.9, donde el factor

CAPÍTULO 4. OTRAS APLICACIONES DE SRR DE DOBLE BANDA:
ANTENAS OMNIDIRECCIONALES Y SENSORES

Tabla 4.4: Parámetros de diseño del SRR con BWR 1:2

	Primera Resonancia		Segunda Resonancia	
Z_{l_1}	$-j10^2$	$\begin{bmatrix} 3,6754 & 3,7173 \\ 3,7173 & 3,6754 \end{bmatrix}$	$-j10^2$	$\begin{bmatrix} 2,4940 & 2,5553 \\ 2,5553 & 2,4940 \end{bmatrix}$
Z_{l_2}	$-j10^2$	$\begin{bmatrix} 3,1541 & 3,2029 \\ 3,2029 & 3,1541 \end{bmatrix}$	$-j10^2$	$\begin{bmatrix} 2,1336 & 2,2050 \\ 2,2050 & 2,1336 \end{bmatrix}$
\mathbf{Z}_{l_c}	$-j10$	$\begin{bmatrix} 2,7498 & 1,8363 \\ 1,8363 & 2,7498 \end{bmatrix}$	$-j10$	$\begin{bmatrix} -0,3064 & 1,6495 \\ 1,6495 & -0,3064 \end{bmatrix}$
\mathbf{Z}	$-j10$	$\begin{bmatrix} 1,6872 & 1,6179 \\ 1,6179 & 1,5516 \end{bmatrix}$	$-j10$	$\begin{bmatrix} -1,7072 & 1,8036 \\ 1,8036 & -1,9054 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} i_1(0) \\ i_2(l_2) \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} -0,6921 \\ 0,7218 \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} 0,7262 \\ 0,6874 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} i_1(l_1) \\ i_2(l_c) \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} -0,6843 \\ 0,7108 \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} 0,7088 \\ 0,6652 \end{bmatrix}$
W_M		0.1542		0.3072
W_M ratio			0.502	

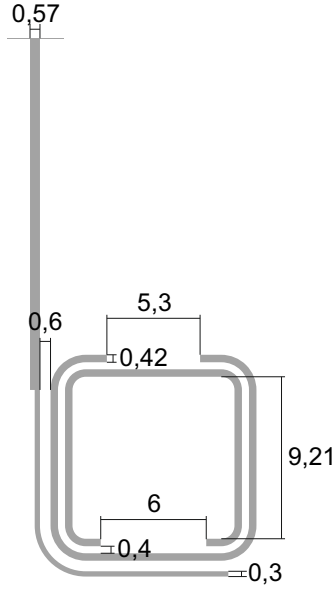
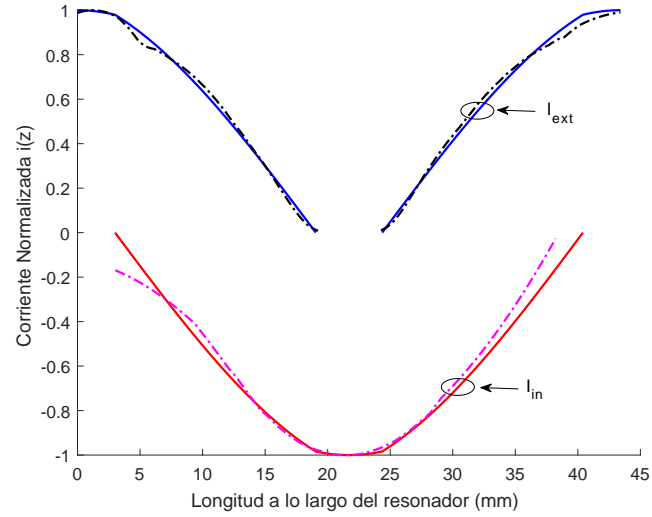


Figura 4.11: Diseño del sensor (Dimensiones en mm).

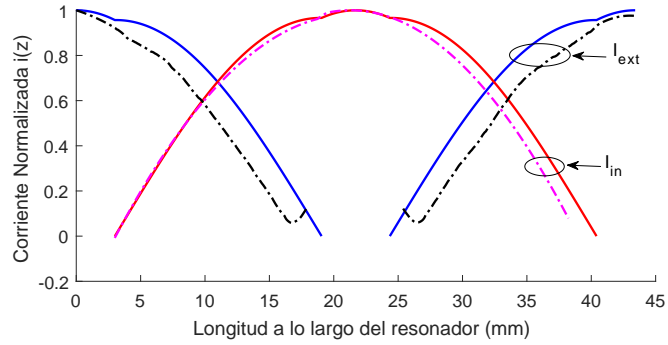
de calidad Q muestra una muy pequeña variación cuando se cambia la permitividad relativa de la solución en la simulación. Además, es posible relacionar la variación de la posición de la frecuencia de resonancia con la variación de la permitividad relativa. Para la segunda resonancia, también llamada resonancia eléctrica, se caracteriza por ser simétrica, en esta resonancia la distribución de corriente de los anillos está dirigida en la misma dirección. Se considera de tipo eléctrico por el campo eléctrico homogéneo que excita el resonador SRR en esta resonancia. Esta excitación eléctrica es asociada a la sensibilidad del factor Q cuando varía el entorno (figura. 4.9). Con este hecho, es posible relacionar el ancho de banda de esta resonancia a la tangente de pérdida de la solución en la simulación.

Además, se observa que la respuesta de fase del sensor tiene una pendiente negativa en la primera resonancia, mientras, que la resonancia mayor es positiva. Este comportamiento puede ser relacionado con la distribución de corriente en los anillos del SRR para cada resonancia. La inversión de fase es determinada por una superposición destructiva de campos electromagnéticos en la primera resonancia, en la segunda resonancia la superposición es constructiva [HL04].

La estructura del sensor está diseñada con una razón entre los anchos de banda de las dos resonancias. De modo que un incremento en la cantidad de concentración de la muestra se traducirá en un desplazamiento de la posición de la frecuencia y una variación del ancho de banda, esto en ambas resonancias. Esta es una diferencia



(a)



(b)

Figura 4.12: Comparación de la distribución de corriente en los anillos del sensor: simulación del algoritmo propuesto (línea azul: conductor externo, línea roja: conductor interno) y simulación EM (línea negra punto guión: conductor externo, línea magenta punto guión: conductor interno). (a) Primera resonancia, corrientes en sentido opuesto (b) Segunda resonancia, corrientes en el mismo sentido.

con los sensores propuestos en la literatura, debido a que se tiene un mayor número de variables para realizar la caracterización dieléctrica de la muestra.

4.4.2. Resultados y discusiones

El sensor basado en SRR con BWR 1:2 ha sido usado para caracterizar diferentes LUTs compuestas por concentraciones de alcohol desarrollando mediciones no destructivas. Para estas pruebas se han utilizado vino y pisco, para realizar las pruebas de concepto. El cual establece que es posible medir dos parámetros con las dos frecuencias de resonancia de los SRR del sensor propuesto. El método usado consta de prueba con terminal abierto en microstrip. En este método el dispositivo (sensor) es sumergido en el líquido y se mide el coeficiente de reflexión para determinar la permitividad de la solución.

Cuando el sensor se sumerge en el LUT, el desplazamiento de la primera frecuencia de resonancia en las mediciones de las pérdidas de retorno ha sido utilizado para obtener una estimación de ϵ_r . La variación del ancho de banda de la segunda resonancia ha sido utilizado para estimar la $\tan \delta$. La muestra entra en contacto con el sensor sin ocasionar ningún cambio en las características del material.

Las medidas han sido realizadas con un VNA (Anritsu MS2027C). El VNA se calibra de modo que las mediciones del coeficiente de reflexión están referenciadas al plano de apertura del sensor. Esto requiere una calibración estándar para calibrar el equipo con el conector (open, short y match). Luego de conectar el sensor se realiza un proceso de de-embedding, el cual se usa para compensar las características del propagación del sensor y poder trasladar la referencia de la medición desde el conector al sensor. Una de las ventajas de este método es que la configuración del sistema de medición es muy simple. Luego de la calibración es posible medir un gran número de muestras para realizar la caracterización dieléctrica en un corto tiempo. Una desventaja del método es que solo se dispone de medidas de reflexión [Yaw12].

Las muestras que se medirán con el sensor propuesto serán diferentes concentraciones de alcohol contenido en pisco y vino. Se ha seleccionado estas disoluciones con el objetivo de medir las propiedades del alcohol y poder caracterizarlo de una forma no destructiva, el alcohol etílico, también llamado etanol, es muy usado en el campo industrial y médico debido a sus propiedades orgánicas. La industria de bebidas alcohólicas usa diferentes niveles de concentraciones de alcohol puro o no-desnaturalizado [Kup06]. Varios métodos han sido propuestos para medir las concentraciones de alcohol como en [KL07], [MMFJ07], basado en un enfoque de detección electromagnética con monitoreo en línea. Una bebida alcohólica tiene dos ingredien-

CAPÍTULO 4. OTRAS APLICACIONES DE SRR DE DOBLE BANDA: ANTENAS OMNIDIRECCIONALES Y SENSORES

tes principales, agua y alcohol, el cual se obtiene de la fermentación del azúcar. Luego del proceso de fermentación cerca del 50 % de azúcar (sacarosa) se convierte en alcohol.

El sensor de banda dual propuesto se ha fabricado en tecnología planar usando un substrato Rogers3010. El prototipo implementado se muestra en la figura 4.13. Las resonancias obtenidas en aire son 1,43 GHz y 2,05 GHz. El resultado de las resonancias entre la medición y la simulación tienen una ligera variación que está dentro de la tolerancia del proceso de fabricación. Las dimensiones del sensor se observan en la figura 4.11. Una serie de medidas con soluciones de diferentes concentraciones de

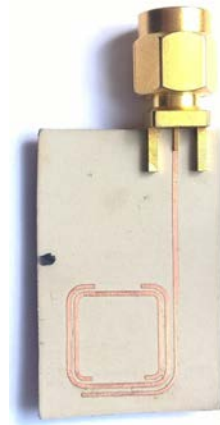
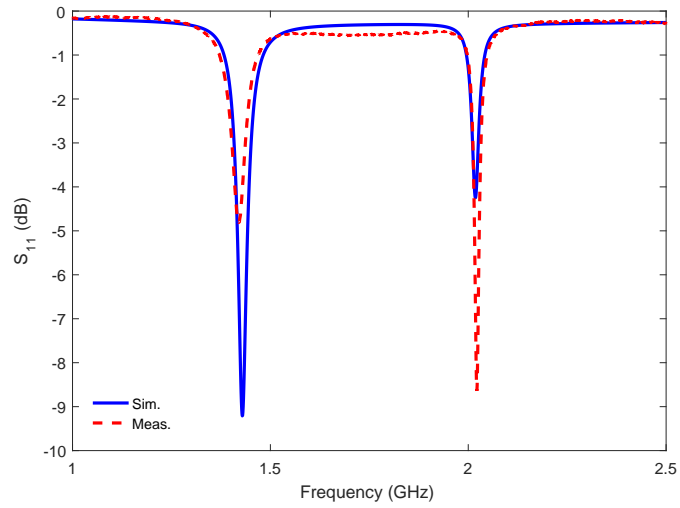


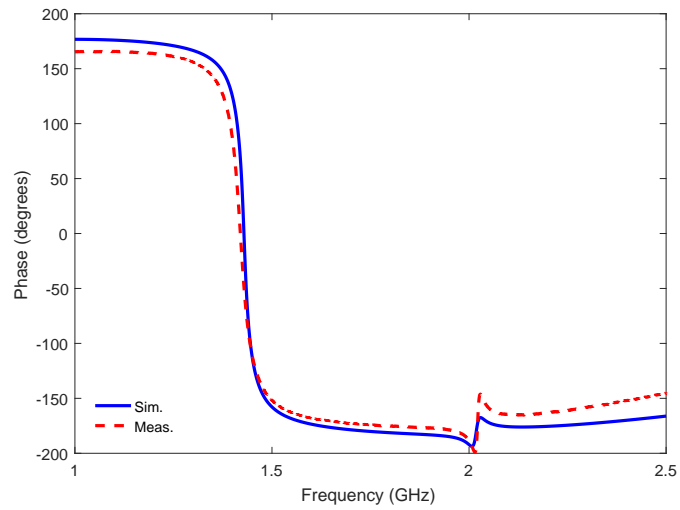
Figura 4.13: Sensor SRR construido.

pisco y vino han sido realizadas para la caracterización en un rango de frecuencias de 0,8 GHz a 2,4 GHz. Los resultados de las simulaciones y mediciones del comportamiento del sensor en el aire se muestran en la figura 4.14. Las resonancias medidas son 1,43 GHz y 2,05 GHz. Se observa un pequeño desplazamiento que puede ser considerado dentro de la tolerancia debido al proceso de fabricación. Se han medido las pérdidas de retorno para analizar el desplazamiento de la primera frecuencia de resonancia, mientras que se han medido la fase y retraso de grupo para analizar el ancho de banda de la segunda resonancia.

Para poder realizar la caracterización dieléctrica de las soluciones con el sensor propuesto se han preparado diversas concentraciones de una vino y pisco diluídos en agua. Cada muestra contiene 120ml de solución. Una solución de 100 % contiene pisco o vino puro. Se han obtenido las medidas de cinco concentraciones de 33 %, 50 %, 66 %, 75 % y 100 %, son mostradas en las figuras 4.15 y 4.16 para ambas frecuencias. Se observa de esta figura que la posición y los anchos de banda de las resonancias del sensor cambian debido al cambio en la constante dieléctrica de la solución en ambas resonancias designadas.



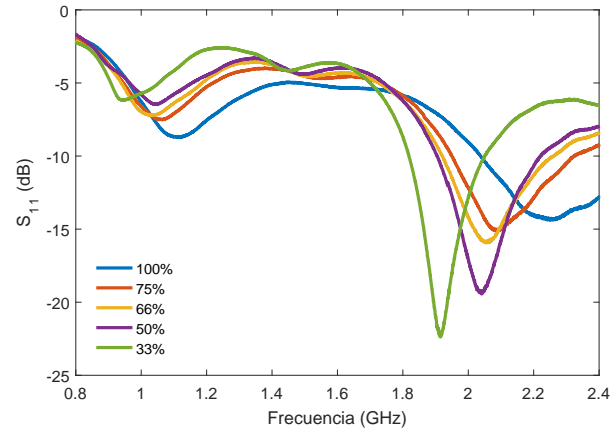
(a)



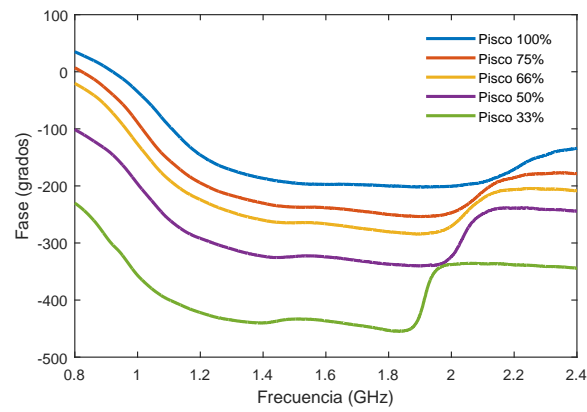
(b)

Figura 4.14: Respuesta en aire del sensor propuesto con BWR 1:2. (a) Pérdidas de retorno, (b) Respuesta de fase

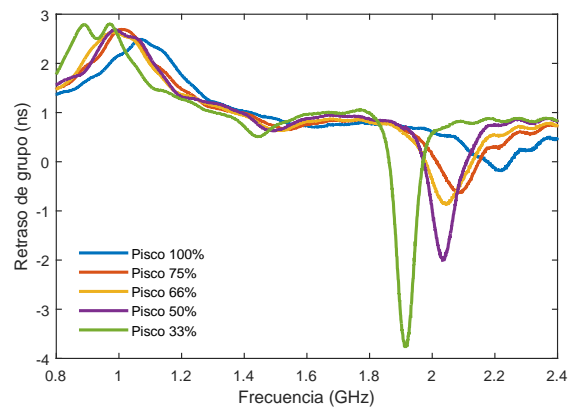
CAPÍTULO 4. OTRAS APLICACIONES DE SRR DE DOBLE BANDA: ANTENAS OMNIDIRECCIONALES Y SENSORES



(a)

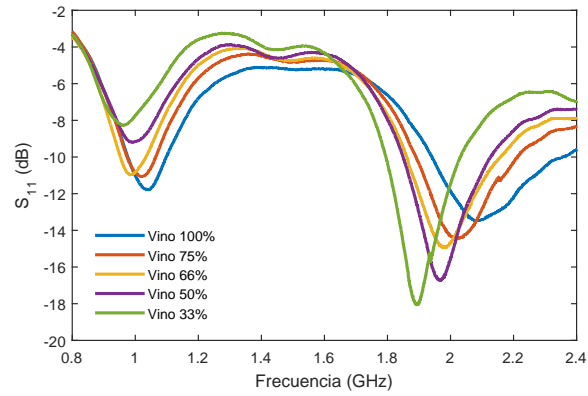


(b)

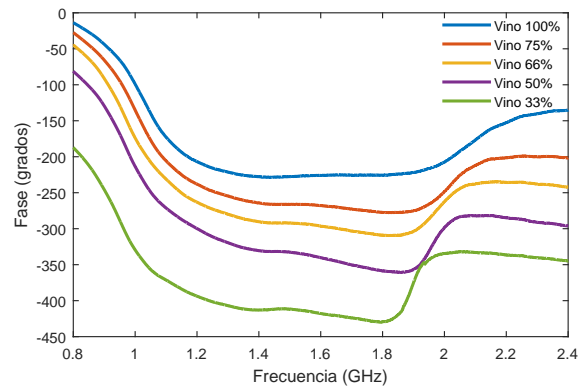


(c)

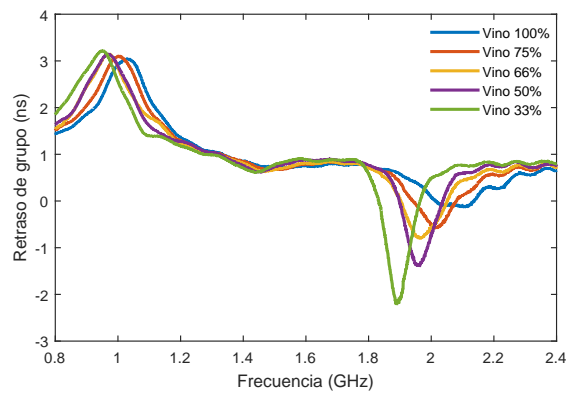
Figura 4.15: Medidas del sensor en diferentes concentraciones de pisco. (a) Pérdidas de retorno, (b) Respuesta de fase (c) Retraso de grupo.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.16: Medidas del sensor en diferentes concentraciones de vino. (a) Pérdidas de retorno, (b) Respuesta de fase (c) Retraso de grupo.

CAPÍTULO 4. OTRAS APLICACIONES DE SRR DE DOBLE BANDA: ANTENAS OMNIDIRECCIONALES Y SENSORES

La respuesta del sensor en cada solución se observa en la figura 4.15 para las medidas con pisco y en la figura 4.16 para las medidas con vino. En cada una se analiza el parámetro de dispersión, la repuesta de fase y el retraso de grupo.

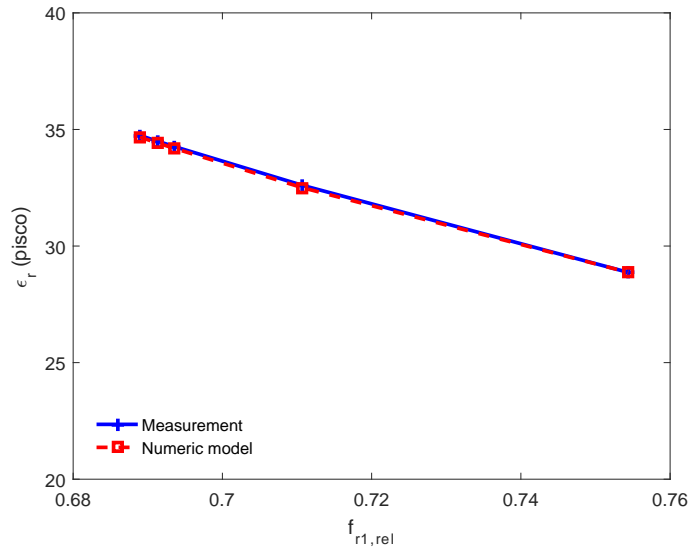
Se observa el desplazamiento de la frecuencia y la variación de los anchos de banda son producidos por la concentración de alcohol, el cual se puede leer como un cambio en los parámetros dieléctricos de la muestra en ambas resonancias. Todas estas muestras se han medido para obtener el desplazamiento correspondiente de las resonancias y la variación de los anchos de banda relativos. Como ya se ha establecido la constante dieléctrica será estimada con la menor resonancia y la tangente de pérdidas con la mayor resonancia. De estas medidas se obtienen f_{rel} y Q_{rel} .

La longitud eléctrica del anillo resonador ha sido analizada para obtener ε_r . Considerando que la longitud del anillo puede ser expresada en longitud de onda y que $\lambda = c/f_r\sqrt{\varepsilon_{eff}}$. Se observa que, cuando la frecuencia de resonancia se desplaza en la medición, de acuerdo con la expresión de arriba, la permitividad efectiva también varía y ε_r es calculada a partir de esta variación. La tangente de pérdidas se obtiene de $\tan \delta = 1/Q$.

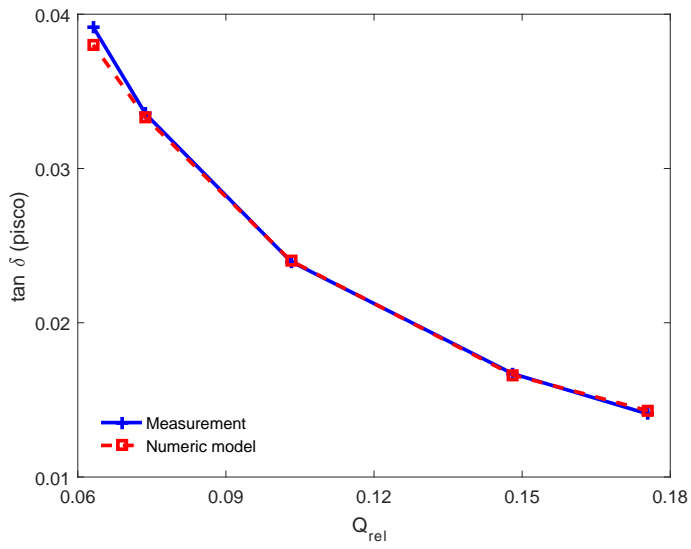
Los resultados de las mediciones con pisco se muestran en la figura 4.17, además las aproximaciones numéricas de (4.17) y (4.18) han sido usadas para verificar los resultados obtenidos. Las mediciones con vino y el modelo numérico se muestra en la figura 4.18.

En ambas muestras, con pisco y vino, la concentración incrementada de alcohol desplaza las resonancias a la derecha e incrementa además el ancho de banda de la resonancia. Este comportamiento es similar tanto para mediciones de pisco y vino. La segunda resonancia muestra mayor desplazamiento de frecuencia y una mayor reducción de ancho de banda. De la figura 4.17 se observa que la constante dieléctrica de una concentración de pisco al 100 % es aproximadamente 28.8 con una tangente de pérdidas de 0,0143. De la figura 4.18 en la concentración de 100 % de vino, la constante dieléctrica es aproximadamente 31 y la tangente de pérdidas es 0,0173.

Se puede observar que con menor concentración de pisco o vino los valores de la constante dieléctrica y la tangente de pérdidas incrementan en ambos casos. El error de las aproximaciones numéricas propuestas es mínimo comparado con las mediciones de pisco y es ligeramente mayor la aproximación de la tangente de pérdidas comparada con la medición de vino.

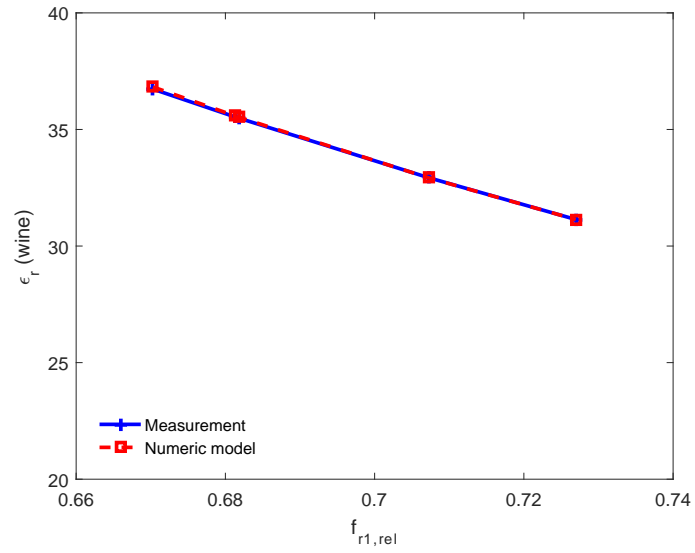


(a)

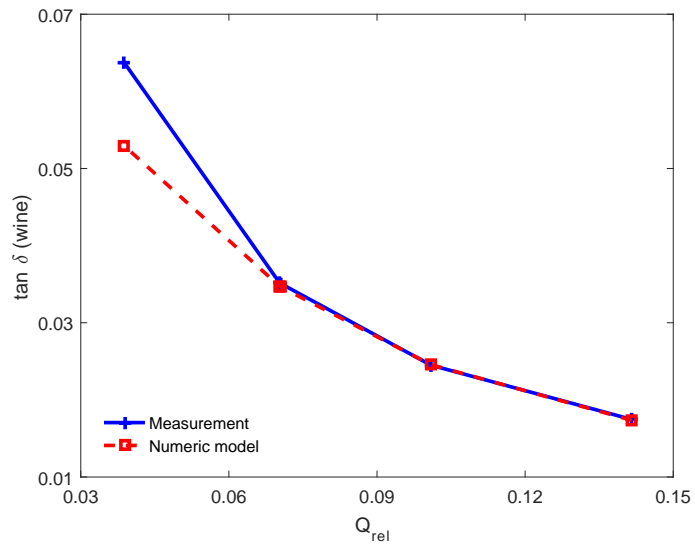


(b)

Figura 4.17: Caracterización dieléctrica de pisco. (a) Constante Dieléctrica, (b) Tangente de pérdidas



(a)



(b)

Figura 4.18: Caracterización dieléctrica de vino. (a) Constante Dieléctrica, (b) Tangente de pérdidas

4.5. Conclusiones

En este capítulo se presenta el diseño y fabricación de una antena de doble banda construida en base a SRR y alimentada a con una línea de transmisión tipo ranura en medio de dos sustratos (slot stripline) [CAGLV18b]. La respuesta de doble banda se obtiene de las dos resonancias del SRR diseñado. Uno de los objetivos de este diseño es el control de los anchos de banda de las resonancias. Se aplica una técnica de control del ancho de banda basada en la relación de ancho de banda BWR para el diseño del resonador, el cual relaciona los anchos de banda de las resonancias y la energía electromagnética almacenada en los conductores del modelo propuesto, el método está explicado en el capítulo 2. La principal ventaja del procedimiento del diseño propuesto es el desempeño controlado de la antena y fijado mediante el control del acoplamiento entre los resonadores que forman el radiador de la antena y las aperturas de los anillos en la etapa de diseño del SRR. La técnica propuesta de control de ancho de banda define previamente la relación de los anchos de banda de las resonancias del SRR. Se observa que este control de ancho de banda se mantiene en las aplicaciones, en este caso la antena diseñada. Con el diseño propuesto es posible establecer una relación entre las bandas de operación de la antena en el diseño de su estructura básica (SRR). La antena de doble banda diseñada muestra dos resonancias, la especificación era definir el ancho de banda de la frecuencia más alta es dos veces más ancha que la menor. La antena muestra un diagrama de radiación omnidireccional para ambas resonancias y tiene un tamaño compacto de $30 \times 12 \text{ mm}^2$, lo cual implica una reducción de tamaño del 10 % respecto a la más pequeña que ha sido considerada en este trabajo. Además, muestra buenas características de radiación y considerable ganancia en las bandas de operación. Se ha demostrado que el control de las respuestas en frecuencia de doble banda está dado por la longitud de los anillos y el acoplamiento entre los resonadores. A pesar de las discrepancias en algunos parámetros medidos, se mostró por las características de la antena realizada que tienen buena concordancia con el diseño propuesto. El método de diseño propuesto se puede aplicar a antenas de frecuencias múltiples, por lo menos a antenas de triple banda añadiendo anillos acoplados al SRR.

Luego se ha diseñado un sensor basado también en un SRR aplicando la técnica de control de ancho de banda, el proceso de sensado se basa en las diferentes distribuciones de corriente en cada uno de los anillos [CAGLV18a]. Se usó el sensor para la caracterización dieléctrica de diferentes concentraciones de pisco y vino. Para obtener las concentraciones se ha agregado en porcentajes agua y pisco o vino y se han realizado las mediciones. La constante dieléctrica relativa se ha determinado a partir de la relación entre la longitud de onda y la frecuencia de resonancia de cada medición. Mientras que el factor de pérdidas se ha obtenido con la relación entre

CAPÍTULO 4. OTRAS APLICACIONES DE SRR DE DOBLE BANDA: ANTENAS OMNIDIRECCIONALES Y SENSORES

la energía almacenada en el sensor y la tangente de pérdidas en cada medición. La sensibilidad del sensor se obtiene del cambio de la respuesta de fase, que se traduce en un cambio de ancho de banda, y como se ha determinado, representa un cambio de la permitividad de la solución. Finalmente, se observa que una ventaja del sensor SRR es el mayor número de variables para realizar la caracterización dieléctrica no solo de pisco o vino, sino de cualquier otro material o solución con otro parámetro de interés.

Capítulo 5

Conclusiones: Contribuciones y Trabajos Futuros

En este capítulo se concluye esta tesis doctoral con la presentación de las conclusiones. Con este motivo, se dará una idea general de las contribuciones que se han desarrollado en este trabajo. Además, se presentan algunas propuestas de investigación que podrían desarrollarse con la línea de investigación propuesta.

5.1. Conclusiones y Contribuciones

Los sistemas inalámbricos modernos requieren de dispositivos de tamaño reducido y gran flexibilidad en su adaptación a nuevas tecnologías. Como es el caso de IoT, cuyos requerimientos exigen compacidad, baja potencia y en muchos casos más de una banda de operación. El ancho de banda de la frecuencia de trabajo depende del requerimiento de la aplicación. Para cumplir estos requerimientos, el desarrollo de esta tesis se ha enfocado en el análisis, síntesis y diseño de los resonadores de anillo abierto SRR, y su aplicación en novedosos dispositivos de microondas como filtros, antenas y sensores.

El modelo propuesto en el capítulo 2 se extrae a partir de un SRR de dos anillos. La propiedad multi-resonante de un SRR está determinada por el número de anillos que lo componen. De modo que, para la caracterización del modelo se utilizaron las dos resonancias obtenidas y sus anchos de banda absolutos.

El análisis de los SRR esta basado en la teoría de líneas de transmisión acopladas. Considerando que los anillos del resonador tienen longitudes distintas, el modelo propuesto busca una mayor precisión utilizando líneas de transmisión acopladas de longitudes diferentes.

Dada la simetría del SRR, el resonador se divide a través de un plano en dos mitades iguales. El modelo propone el control de los anchos de banda de las resonancias del SRR, a partir del cálculo de la energía magnética almacenada en cada anillo. La energía magnética se ha obtenido integrando la corriente distribuida a lo largo de los anillos con sus parámetros primarios inductivos de las líneas de transmisión acopladas del modelo de medio resonador. El cálculo puede realizarse de la misma forma utilizando la energía eléctrica, que se obtiene a partir de la distribución de voltajes a lo largo de los anillos y de los parámetros primarios capacitivos de las líneas de transmisión acopladas. Las líneas de transmisión acopladas de distintas longitudes se dividieron en dos pequeñas secciones de líneas de un solo conductor y una sección de línea de transmisión acoplada, para obtener la matriz de impedancia de circuito abierto del modelo.

Este modelo permite controlar las frecuencias de resonancia de los SRR y sus respectivos anchos de banda. A través del BWR establecido en función de la energía magnética almacenada de cada resonancia se diseña el resonador con un control a priori de sus anchos de banda. Para validar el modelo se diseñaron tres resonadores SRR en tecnología microstrip con BWR específicos (1:1, 1:2, 2:1). Se ha verificado la efectividad del modelo al obtener tanto en simulaciones como en mediciones la relación de anchos de banda propuesta para cada caso. Estos resultados han sido verificados además con un modelo equivalente de elementos concentrados del resonador, a través de su frecuencia de resonancia. Para todos los casos existe coherencia entre los resultados obtenidos. Un hecho interesante que vale la pena destacar es que el coeficiente de acoplamiento está directamente relacionado con el incremento del ancho de banda de la mayor resonancia y, tiene una gran influencia en el momento del diseño del SRR.

Se utilizó la técnica de control de la relación de los anchos de banda propuesta para el diseño de los SRR en algunas aplicaciones microondas específicas. Primero, para demostrar que esta relación de los anchos de banda se mantiene en el prototipo, en el capítulo 3 se han diseñado dos filtros pasabanda de doble banda con la relación BWR opuestas entre sí y un filtro de doble banda eliminada. En el primer filtro, el ancho de banda de la frecuencia inferior es el doble del el ancho de banda de la frecuencia superior. En el segundo prototipo, el ancho de banda de la frecuencia inferior es la mitad del el ancho de banda de la frecuencia superior. El filtro de doble banda eliminada consta de cuatro SRR acoplados a una línea de transmisión.

CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES: CONTRIBUCIONES Y TRABAJOS FUTUROS

Los resultados obtenidos a nivel de simulación e implementación permiten verificar el diseño de los resonadores en el control requerido de los anchos de banda. De esta manera es posible realizar el diseño de filtros pasabanda y de banda eliminada con anchos de banda específicos, para usar de forma más eficiente el espectro de frecuencia. Con los filtros diseñados es posible integrar dos estándares dentro de un sistema de comunicaciones inalámbrico con anchos de banda controlados.

Una segunda aplicación de los SRR se realizó en el capítulo 4 con el diseño de una antena compacta de banda doble, para aprovechar las características de compacidad de los SRR. La antena fue diseñada para trabajar bajo los estándares de WLAN a 2,45 GHz y WiMAX a 3,5 GHz. El diagrama de radiación es omnidireccional en ambas resonancias y la relación BWR de diseño es 2:1. Para el diseño de la antena se utilizó la tecnología stripline con línea de alimentación de ranura para excitar a los resonadores con un campo magnético axial. Para conformar el radiador se utilizó un grupo de cuatro SRR acoplados entre sí a cada lado de la antena. Con la consideración del reducido tamaño de la antena diseñada se limitan las propiedades de su desempeño reflejado en la eficiencia y la ganancia. Se verifica que el control de las resonancias de doble banda está relacionado con la longitud de los anillos y el acoplamiento entre resonadores.

Finalmente, en el capítulo 4, se utiliza los SRR en el diseño de sensores de doble banda en microondas, para el sensado y caracterización dieléctrica de diferentes líquidos. En concreto se utilizaron concentraciones de pisco y vino para averiguar la tasa de concentraciones en la solución. El proceso de medición se basó en los desplazamientos de las dos resonancias y en los cambios de los anchos de banda obtenidos al sumergir el sensor en soluciones con distintas concentraciones de alcohol y agua. Para la caracterización dieléctrica se ha obtenido la permitividad compleja de la muestra en cada resonancia. La constante dieléctrica relativa (parte real) se obtuvo de la relación de las frecuencias de resonancia y la longitud de onda. Mientras que el factor de pérdidas (la parte imaginaria), se obtiene de los anchos de banda de cada resonancia. En el análisis realizado en el sensor, se observa que la distribución de corrientes en cada anillo del resonador tienen direcciones opuestas en la primera resonancia, mientras que en la segunda resonancia van en el mismo sentido. Se ha usado esta característica del comportamiento del sensor para hacer una comparación de los resultados entre las resonancias y proponer una aproximación numérica a raíz de éste análisis.

5.2. Trabajos Futuros

Como líneas futuras de investigación para el trabajo realizado en esta tesis se tienen algunas propuestas.

- El SRR tiene una característica multi-resonante, la cual depende del número de anillos que forma el resonador. Para explotar esta propiedad, el modelo de medio resonador explicado en el capítulo 2 se puede extender a más de dos anillos, utilizando múltiples líneas de transmisión acopladas de distintas longitudes. De manera que al sub-dividir las líneas de transmisión se obtendrían mas segmentos de líneas acopladas.
- En el capítulo 3 se ha utilizado los SRR en el diseño de filtros de banda dual pasabanda y un filtro de doble banda eliminada. Este método se puede extender para filtros con diferentes respuesta de frecuencia (mayor orden del filtro, o mas ceros de transmisión establecidos), o incrementar a mas de dos bandas de frecuencia, si los SRR se completan con mas anillos acoplados.
- En el capítulo 4, la antena diseñada en banda doble se podría extender también a más bandas de resonancia, cubriendo así los requerimientos multibanda con anchos de banda específicos. De la misma forma, en los sensores es posible incrementar a tres las resonancias, y explotar las múltiples resonancias para la caracterización de mas parámetros de muestras analizadas.
- El uso de los SRR se puede extender a una mayor cantidad de aplicaciones, de modo que exista un control del ancho de banda determinado en los dispositivos según los requerimientos.

Apéndice A

Formulación vectorial de voltaje y corriente de un SRR de longitudes iguales

Toda solución del problema está determinada por dos vectores de n coeficientes complejos (siendo $(n+1)$ el número de conductores de la línea de múltiples conductores). Es decir, las soluciones son elementos de un sub-espacio de dimensión 2 dentro de un espacio de dimensión n . De modo que, todo lo dicho anteriormente son operaciones algebraicas, si no triviales sí mecánicas, y además muy fáciles de programar.

Por tanto, todo lo que viene a continuación es una reformulación de lo visto. Una base del sub-espacio de corrientes, formada por dos vectores de n coeficientes, es $\begin{bmatrix} \mathbf{i}_0^+ & \mathbf{i}_0^- \end{bmatrix}$ (la matriz es de dimensión $n \times 2$). Así, el vector de corrientes en un punto arbitrario z de la línea de múltiples conductores es una combinación de los vectores de la base,

$$\mathbf{i}(z) = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_0^+ & \mathbf{i}_0^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j\beta z} \\ e^{j\beta z} \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

y dos casos particulares linealmente independientes constituyen una base alternativa,

$$\begin{bmatrix} i(0) & i(d) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_0^+ & \mathbf{i}_0^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\beta z} \\ 1 & e^{j\beta z} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

en donde explícitamente se muestra la matriz de cambio de base. La condición de independencia lineal es $e^{-j\beta z} \neq e^{j\beta z}$, que asegura que el determinante de dicha matriz, $2j \sin \beta d$, no se anule. El cambio inverso se obtiene sin más que invertir la matriz,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_0^+ & \mathbf{i}_0^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}(0) & \mathbf{i}(d) \end{bmatrix} \left(\frac{1}{2j \sin \beta d} \begin{bmatrix} e^{j\beta d} & -e^{-j\beta d} \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \right) \quad (\text{A.3})$$

Sustituyendo en (A.1) se obtiene la representación del vector de corrientes en la nueva base,

$$\begin{aligned} \mathbf{i}(z) &= \begin{bmatrix} \mathbf{i}(0) & \mathbf{i}(d) \end{bmatrix} \left(\frac{1}{2j \sin \beta d} \begin{bmatrix} e^{j\beta d} & -e^{-j\beta d} \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j\beta z} \\ e^{j\beta z} \end{bmatrix} \right) \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{i}(0) & \mathbf{i}(d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\sin \beta(d-z)}{\sin \beta d} \\ \frac{\sin \beta z}{\sin \beta d} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

Por su parte, cada vector de voltaje es un elemento de un subespacio de dimensión dos en otro espacio vectorial de dimensión n . Una base de este nuevo espacio está representada por $\mathbf{Z}_c \begin{bmatrix} \mathbf{i}_0^+ & -\mathbf{i}_0^- \end{bmatrix}$ (que de nuevo es una matriz de dimensión $n \times 2$), y el vector de voltajes en z es una combinación lineal de los dos vectores de esta base,

$$\mathbf{v}(z) = \mathbf{Z}_c \begin{bmatrix} \mathbf{i}_0^+ & \mathbf{i}_0^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j\beta z} \\ e^{j\beta z} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

O, alternativamente, sustituyendo (A.3),

$$\begin{aligned} \mathbf{i}(z) &= \mathbf{Z}_c \begin{bmatrix} \mathbf{i}(0) & \mathbf{i}(d) \end{bmatrix} \left(\frac{1}{2j \sin \beta d} \begin{bmatrix} e^{j\beta d} & -e^{-j\beta d} \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j\beta z} \\ e^{j\beta z} \end{bmatrix} \right) \\ &= j\mathbf{Z}_c \begin{bmatrix} \mathbf{i}(0) & \mathbf{i}(d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{\cos \beta(d-z)}{\cos \beta d} \\ \frac{\cos \beta z}{\cos \beta d} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

Apéndice B

Distribución de voltaje una línea de transmisión de longitudes iguales

Para la distribución de voltaje, se hace un análisis de la ecuación (2.7) en las condiciones de contorno, las consideraciones para este análisis son idénticas que para la distribución de corriente a fin de obtener una expresión en función de las corrientes de $\mathbf{i}(0)$ e $\mathbf{i}(d)$.

$$\mathbf{v}(z) = \mathbf{Z}_c (e^{-j\beta z} \mathbf{i}_0^+ - e^{j\beta z} \mathbf{i}_0^-) \quad (\text{B.1})$$

tenemos $\mathbf{i}(z) = e^{-j\beta z} \mathbf{i}_0^+ + e^{j\beta z} \mathbf{i}_0^-$, que evaluada en 0 y en d es

$$\mathbf{i}(0) = \mathbf{i}_0^+ + \mathbf{i}_0^- \quad (\text{B.2})$$

$$\begin{aligned} \mathbf{i}(d) &= e^{-j\beta d} \mathbf{i}_0^+ + e^{j\beta d} \mathbf{i}_0^- \\ &= (\cos \beta d - j \sin \beta d) \mathbf{i}_0^+ + ((\cos \beta d - j \sin \beta d)) \mathbf{i}_0^- \\ &= \cos \beta d (\mathbf{i}_0^+ + \mathbf{i}_0^-) - j \sin \beta d (\mathbf{i}_0^+ - \mathbf{i}_0^-) \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

Representado $\mathbf{v}(z)$ en función de las condiciones de contorno,

$$\begin{aligned}
\mathbf{v}(z) &= \mathbf{Z}_c \left[(\cos \beta d - j \sin \beta d) \mathbf{i}_0^+ - ((\cos \beta d + j \sin \beta d)) \mathbf{i}_0^- \right] \\
&= \mathbf{Z}_c \left[\cos \beta z (\mathbf{i}_0^+ + \mathbf{i}_0^-) - j \sin \beta z (\mathbf{i}_0^+ - \mathbf{i}_0^-) \right] \\
&= \mathbf{Z}_c \left[\cos \beta z \left[\frac{\mathbf{i}(d) - \mathbf{i}(0) \cos \beta d}{-j \sin \beta d} \right] - j \sin \beta z \mathbf{i}(0) \right] \\
&= \mathbf{Z}_c \left[\frac{\cos \beta z}{-j \sin \beta d} [\mathbf{i}(d) - \cos \beta d \mathbf{i}(0)] - j \sin \beta z \mathbf{i}(0) \right] \\
&= \mathbf{Z}_c \left[j \frac{\cos \beta z}{\sin \beta d} \mathbf{i}(d) - j \frac{\cos \beta z \cos \beta d}{\sin \beta d} \mathbf{i}(0) - j \frac{\sin \beta z \sin \beta d}{\sin \beta d} \mathbf{i}(0) \right] \\
&= j \mathbf{Z}_c \left[\frac{\cos \beta z \cos \beta d + \sin \beta z \sin \beta d}{\sin \beta d} \mathbf{i}(0) + j \frac{\cos \beta d}{\sin \beta d} \mathbf{i}(d) \right] \\
&= j \mathbf{Z}_c \left[-\frac{\cos \beta (d - z)}{\sin \beta d} \mathbf{i}(0) + \frac{\cos \beta z}{\sin \beta d} \mathbf{i}(d) \right] \tag{B.4}
\end{aligned}$$

Apéndice C

Matrices de impedancia en cascada

En este apartado se explica cómo se halla el producto de dos matrices de impedancia en cascada, para realizar una generalización.

Como se observa en la figura C.1, la conexión en cascada entre dos elementos, tiene en cuenta los voltajes a la entrada y a la salida de cada elemento, v_1 y v_2 para la matriz de impedancia \mathbf{Z}_A y v_3 y v_4 para la matriz de impedancia \mathbf{Z}_B , así como las corrientes de entrada y salida i_1 e i_2 , para el primer elemento, y i_3 e i_4 , para el segundo, respectivamente.

Se expresa en forma vectorial las ecuaciones que se utilizan para hallar los voltajes en cada punto:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{A11} & Z_{A12} \\ Z_{A21} & Z_{A22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (\text{C.1})$$

$$\begin{bmatrix} v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{B11} & Z_{B12} \\ Z_{B21} & Z_{B22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} \quad (\text{C.2})$$

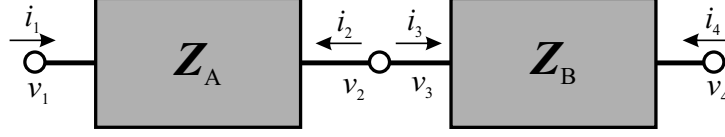


Figura C.1: Conexión de matrices \mathbf{Z}_A y \mathbf{Z}_B en cascada

se tiene luego un sistema de ecuaciones

$$\begin{cases} v_1 = Z_{A11} i_1 + Z_{A12} i_2 \\ v_2 = Z_{A21} i_1 + Z_{A22} i_2 \\ v_3 = Z_{B11} i_3 + Z_{B12} i_4 \\ v_4 = Z_{B21} i_3 + Z_{B22} i_4 \end{cases} \quad (\text{C.3})$$

En el nodo entre los elementos es posible igualar los voltajes y las corrientes de modo que, $v_2 = v_3$ y además $i_2 = -i_3$.

Entonces:

$$Z_{A21} i_1 + Z_{A22} i_2 = Z_{B11} i_3 + Z_{B12} i_4 \quad (\text{C.4})$$

En (C.4) se iguala $i_2 = -i_3$

$$Z_{A21} i_1 + Z_{A22} i_2 = -Z_{B11} i_2 + Z_{B12} i_4 \quad (\text{C.5})$$

de (C.5) se despeja i_2

$$i_2 = \frac{Z_{B12} i_4 - Z_{A21} i_1}{Z_{A22} + Z_{B11}}. \quad (\text{C.6})$$

En la primera y última ecuación de (C.3), se reemplaza (C.6)

$$v_1 = Z_{A11} i_1 + Z_{A12} \left(\frac{Z_{B12} i_4 - Z_{A21} i_1}{Z_{A22} + Z_{B11}} \right) \quad (\text{C.7})$$

$$\begin{aligned}
 v_4 &= -Z_{B_{21}}i_2 + Z_{B_{22}}i_4 \\
 &= -Z_{B_{21}} \left(\frac{Z_{B_{12}}i_4 - Z_{A_{21}}i_1}{Z_{A_{22}} + Z_{B_{11}}} \right) + Z_{B_{22}}i_4.
 \end{aligned} \tag{C.8}$$

Ordenando (C.7) y (C.8), tenemos

$$\begin{aligned}
 v_1 &= Z_{A_{11}}i_1 - \frac{Z_{A_{12}}Z_{A_{21}}}{Z_{A_{22}} + Z_{B_{11}}}i_1 + \frac{Z_{A_{12}}Z_{B_{12}}}{Z_{A_{22}} + Z_{B_{11}}}i_4 \\
 &= \left(Z_{A_{11}} - \frac{Z_{A_{12}}Z_{A_{21}}}{Z_{A_{22}} + Z_{B_{11}}} \right) i_1 + \frac{Z_{A_{12}}Z_{B_{12}}}{Z_{A_{22}} + Z_{B_{11}}}i_4
 \end{aligned} \tag{C.9}$$

$$\begin{aligned}
 v_4 &= \frac{Z_{B_{21}}Z_{A_{11}}}{Z_{A_{22}} + Z_{B_{11}}}i_1 - \frac{Z_{B_{21}}Z_{B_{12}}}{Z_{A_{22}} + Z_{B_{11}}}i_4 + Z_{B_{22}}i_4 \\
 &= \frac{Z_{B_{12}}Z_{A_{21}}}{Z_{A_{22}} + Z_{B_{11}}}i_1 + \left(-\frac{Z_{B_{21}}Z_{B_{12}}}{Z_{A_{22}} + Z_{B_{11}}} + Z_{B_{22}} \right) i_4
 \end{aligned} \tag{C.10}$$

Ordenando (C.9) y (C.10) en forma vectorial, a fin de obtener la matriz en cascada,

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{A_{11}} - \frac{Z_{A_{12}}Z_{A_{21}}}{Z_{A_{22}} + Z_{B_{11}}} & \frac{Z_{A_{12}}Z_{B_{12}}}{Z_{A_{22}} + Z_{B_{11}}} \\ \frac{Z_{B_{12}}Z_{A_{21}}}{Z_{A_{22}} + Z_{B_{11}}} & Z_{B_{22}} - \frac{Z_{B_{21}}Z_{B_{12}}}{Z_{A_{22}} + Z_{B_{11}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_4 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_4 \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} Z_{A_{11}} & 0 \\ 0 & Z_{B_{22}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{Z_{A_{12}}Z_{A_{21}}}{Z_{A_{22}} + Z_{B_{11}}} & \frac{Z_{A_{12}}Z_{B_{12}}}{Z_{A_{22}} + Z_{B_{11}}} \\ \frac{Z_{B_{12}}Z_{A_{21}}}{Z_{A_{22}} + Z_{B_{11}}} & -\frac{Z_{B_{21}}Z_{B_{12}}}{Z_{A_{22}} + Z_{B_{11}}} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i_1 \\ i_4 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_4 \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} Z_{A_{11}} & 0 \\ 0 & Z_{B_{22}} \end{bmatrix} + \left(\frac{1}{Z_{A_{22}} + Z_{B_{11}}} \right) \begin{bmatrix} -Z_{A_{12}}Z_{A_{21}} & Z_{A_{12}}Z_{B_{12}} \\ Z_{B_{12}}Z_{A_{21}} & -Z_{B_{21}}Z_{B_{12}} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i_1 \\ i_4 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_4 \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} Z_{A_{11}} & 0 \\ 0 & Z_{B_{22}} \end{bmatrix} + \left(\frac{1}{Z_{A_{22}} + Z_{B_{11}}} \right) \begin{bmatrix} -Z_{A_{12}} \\ Z_{B_{21}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{A_{21}} & -Z_{B_{12}} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i_1 \\ i_4 \end{bmatrix}$$

Finalmente, la conexión en cascada de dos matrices tiene la forma:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_{A_{11}} & 0 \\ 0 & Z_{B_{22}} \end{bmatrix} + \left(\frac{1}{Z_{A_{22}} + Z_{B_{11}}} \right) \begin{bmatrix} -Z_{A_{12}} \\ Z_{B_{21}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{A_{21}} & -Z_{B_{12}} \end{bmatrix} \quad (\text{C.11})$$

Apéndice D

Distribución de voltaje una línea de transmisión de longitudes diferentes

La generalización de la distribución de voltaje se determina por cada subsección, así, para una línea de transmisión simple, como la de la figura 2.15, el voltaje en el conductor $v(z)$, como en las secciones anteriores se expresan en función de las ondas de corriente

$$v(z) = \mathbf{Z}_c (e^{-j\beta z} \mathbf{i}_0^+ - e^{j\beta z} \mathbf{i}_0^-) \quad (\text{D.1})$$

Para obtener las ondas de corriente \mathbf{i}_0^+ e \mathbf{i}_0^- , se expresa $\mathbf{i}(z)$ de la ecuación(2.43) en función de puntos específicos de z , que en caso de la figura 2.15, serán l_0 y l_1

$$i(l_0) = e^{-j\beta l_0} \mathbf{i}_0^+ - e^{j\beta l_0} \mathbf{i}_0^-, \quad (\text{D.2})$$

$$i(l_1) = e^{-j\beta l_1} \mathbf{i}_0^+ - e^{j\beta l_1} \mathbf{i}_0^-, \quad (\text{D.3})$$

expresados en forma matricial, se tiene

$$\begin{bmatrix} i(l_0) \\ i(l_1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\beta l_0} & -e^{j\beta l_0} \\ e^{-j\beta l_1} & -e^{j\beta l_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_0^+ \\ \mathbf{i}_0^- \end{bmatrix}, \quad (\text{D.4})$$

despejando las ondas de corriente $\begin{bmatrix} \mathbf{i}_o^+ \\ \mathbf{i}_o^- \end{bmatrix}$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_0^+ \\ \mathbf{i}_0^- \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} e^{-j\beta l_0} & -e^{j\beta l_0} \\ e^{-j\beta l_1} & -e^{j\beta l_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(l_0) \\ i(l_1) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \mathbf{i}_0^+ \\ \mathbf{i}_0^- \end{bmatrix} &= \frac{1}{2j \sin \beta(l_0 - l_1)} \begin{bmatrix} e^{-j\beta l_0} & -e^{j\beta l_0} \\ e^{-j\beta l_1} & -e^{j\beta l_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(l_0) \\ i(l_1) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (\text{D.5})$$

Reemplazando en (D.1),

$$\begin{aligned} \mathbf{v}(z) &= \frac{\mathbf{Z}_c}{2j \sin \beta(l_0 - l_1)} \left\{ e^{-j\beta z} [(-e^{-j\beta l_1} i(l_0) + e^{-j\beta l_0} i(l_1))] + e^{j\beta z} [(-e^{-j\beta l_1} i(l_0) + e^{-j\beta l_0} i(l_1))] \right\} \\ \mathbf{v}(z) &= \frac{\mathbf{Z}_c}{2j \sin \beta(l_0 - l_1)} \left(-(e^{j\beta(l_1-z)} + e^{-j\beta(l_1-z)}) i(l_0) + (e^{j\beta(l_0-z)} + e^{-j\beta(l_0-z)}) i(l_1) \right) \\ \mathbf{v}(z) &= \frac{\mathbf{Z}_c}{2j \sin \beta(l_0 - l_1)} [(-2 \cos \beta(l_1 - z)) i(l_0) + (2 \cos \beta(l_0 - z)) i(l_1)] \\ \mathbf{v}(z) &= j \frac{\mathbf{Z}_c}{\sin \beta(l_1 - l_0)} [-\cos \beta(l_1 - z) i(l_0) + \cos \beta(z - l_0) i(l_1)]. \end{aligned} \quad (\text{D.6})$$

Que expresado en forma vectorial

$$\mathbf{v}(z) = j \frac{\mathbf{Z}_c}{\sin \beta(l_1 - l_0)} \begin{bmatrix} i(l_0) & i(l_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\cos \beta(l_1 - z) \\ \cos \beta(z - l_0) \end{bmatrix}. \quad (\text{D.7})$$

Para una línea de transmisión acoplada de dos o más conductores como la de la figura 2.16, la generalización de la distribución de voltaje en forma vectorial es,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_1(z) \\ \mathbf{v}_2(z) \end{bmatrix} = \frac{j}{\sin \beta(l_1 - l_0)} [\mathbf{Z}_c] \begin{bmatrix} i_1(l_0) & i_1(l_1) \\ i_2(l_0) & i_2(l_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\cos \beta(l_1 - z) \\ \cos \beta(z - l_0) \end{bmatrix} \quad (\text{D.8})$$

En la sección acoplada de la figura 2.13, un extremo de cada conductor termina en un circuito abierto, así, que en (D.8) se puede considerar $i_1(l_1) = i_2(l_0) = 0$, de modo que la distribución de voltaje de una línea de transmisión acoplada se reduce a,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_1(z) \\ \mathbf{v}_2(z) \end{bmatrix} = \frac{j}{\sin \beta(l_1 - l_0)} \begin{bmatrix} -Z_{c11} i_1(l_0) \cos \beta(l_1 - z) + Z_{c12} i_2(l_1) \cos \beta(z - l_0) \\ -Z_{c21} i_1(l_0) \cos \beta(l_1 - z) + Z_{c22} i_2(l_1) \cos \beta(z - l_0) \end{bmatrix} \quad (\text{D.9})$$

APÉNDICE D. DISTRIBUCIÓN DE VOLTAJE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN DE LONGITUDES DIFERENTES

La distribución de voltaje de cada conductor de la línea de transmisión de múltiples conductores de la figura 2.13, (en este caso dual) de diferentes longitudes se expresan como,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_1(z) \\ \mathbf{v}_2(z) \end{bmatrix} = \begin{cases} \frac{j}{\sin \beta(l_1)} [-\cos \beta(l_1 - z)i_1(0) + \cos \beta(z)i_1(l_1)] & z \in [0, l_1] \\ \frac{j}{\sin \beta(l_1 - l_c)} \begin{bmatrix} -Z_{c11}i_1(l_1) \cos \beta(l_c - z) + Z_{c12}i_1(l_c) \cos \beta(z - l_1) \\ -Z_{c21}i_1(l_1) \cos \beta(l_c - z) + Z_{c22}i_2(l_c) \cos \beta(z - l_1) \end{bmatrix} & z \in [l_1, l_c] \\ j \frac{Z_c}{\sin \beta(l_2 - l_c)} [-\cos \beta(l_2 - z)i_2(l_c) + \cos \beta(z - l_c)i_2(l_2)] & z \in [l_c, l_2] \end{cases} \quad (\text{D.10})$$

Apéndice E

Cálculo de $i_1(l_1)$ e $i_2(l_c)$ en función de $i_1(l_0)$ y $i_2(l_2)$

De la distribución de voltajes en cada sub-sección hallada en (E.1), es necesario calcular el voltaje en dos puntos específicos en l_1 y l_c , las uniones de cada sección, es que se obtienen $i_1(l_1)$ e $i_2(l_c)$ en función de $i_1(0)$ y $i_2(l_2)$, que son los vectores propios que se han calculado previamente.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_1(z) \\ \mathbf{v}_2(z) \end{bmatrix} = \begin{cases} j \frac{Z_{c1}}{\sin \beta(l_1)} \begin{bmatrix} -\cos \beta(l_1 - z) i_1(0) + \cos \beta(z) i_1(l_1) \\ 0 \end{bmatrix} & z \in [0, l_1] \\ \frac{j}{\sin \beta(l_0 - l_1)} \begin{bmatrix} -Z_{c11} i_1(l_1) \cos \beta(l_c - z) + Z_{c12} i_2(l_c) \cos \beta(z - l_1) \\ Z_{c21} i_1(l_1) \cos \beta(l_c - z) + Z_{c22} i_2(l_c) \cos \beta(z - l_1) \end{bmatrix} & z \in [l_1, l_c] \\ j \frac{Z_{c2}}{\sin \beta(l_2 - l_c)} \begin{bmatrix} 0 \\ -\cos \beta(l_2 - z) i_2(l_c) + \cos \beta(z - l_c) i_1(l_2) \end{bmatrix} & z \in [l_c, l_2] \end{cases} \quad (\text{E.1})$$

El voltaje en los extremos es nulo, de modo que $v(0) = v_2(l_2) = 0$, de modo que,

$$\mathbf{v}_1(0) = j \frac{Z_{c1}}{\sin \beta(l_1)} [-\cos \beta(l_1) i_1(0) + i_1(l_1)] = 0 \quad (\text{E.2})$$

y

$$\mathbf{v}_2(l_2) = j \frac{Z_{c2}}{\sin \beta(l_2 - l_c)} [-i_2(l_c) + \cos \beta(l_2 - l_c) i_2(l_2)] = 0 \quad (\text{E.3})$$

de (E.2) y (E.3) despejan $i_1(l_1)$ e $i_2(l_c)$ respectivamente

$$i_1(l_1) = i_1(0) \cos \beta l_1 \tag{E.4}$$

y

$$i_2(l_c) = i_2(l_2) \cos \beta(l_2 - l_c). \tag{E.5}$$

Bibliografía

- [AB12] L. Athukorala and D. Budimir. Compact filter configurations using concentric microstrip open-loop resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 22(5):245–247, May 2012.
- [Agi06] Agilent. Basics of measuring the dielectric properties of materials. Agilent literature number 5989-2589en, Agilent Technologies, 2006.
- [AIM10] Luigi Atzori, Antonio Iera, and Giacomo Morabito. The internet of things: A survey. *Computer Networks*, 54(15):2787 – 2805, 2010.
- [AJA15] M. A. H. Ansari, A. K. Jha, and M. J. Akhtar. Dual band microwave sensor for dielectric characterization of dispersive materials. In *2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, volume 1, pages 1–3, Dec 2015.
- [AJM⁺04] García A., Torres J.L., De Blas M., De Francisco A., and Illanes R. Dielectric characteristics of grape juice and wine. *Biosystems Engineering*, 88(3):343–349, 2004.
- [AZR⁺17] R. A. Alahnomi, Z. Zakaria, E. Ruslan, S. R. Ab Rashid, and A. A. Mohd Bahar. High-q sensor based on symmetrical split ring resonator with spurlines for solids material detection. *IEEE Sensors Journal*, 17(9):2766–2775, May 2017.
- [Bae05] J. Baena. *Diseño, Análisis y Aplicaciones de Metamateriales Electromagnéticos*. PhD thesis, Univ. de Sevilla, España, 2005.
- [Bal97] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley Sons, second edition, 1997.
- [Bal08] Constantine A. Balanis. *Modern Antenna Handbook*. Wiley-Interscience, New York, NY, USA, 2008.

- [BBM⁺04] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martin, R. Marqués, F. Falcone, T. Lopetegui, M. Beruete, M. A. G. Laso, J. Garcia-Garcia, F. Medina, and M. Sorolla. Modified and complementary split ring resonators for metasurface and metamaterial design. In *Proc. 10th Bianisotropics Conf.*, pages 168–171, 2004.
- [BBM⁺05] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martin, R. M. Sillero, F. Falcone, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. Garcia-Garcia, I. Gil, M. F. Portillo, and M. Sorolla. Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(4):1451–1461, April 2005.
- [BCB⁺12] Á. Belenguer, J. Cascon, A. L. Borja, H. Esteban, and V. E. Boria. Dual composite right-/left-handed coplanar waveguide transmission line using inductively connected split-ring resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 60(10):3035–3042, Oct 2012.
- [Bha13] P. Bhanawat. Current antenna system technologies for next-generation wireless communication. In *16th International Conference on Network-Based Information Systems*, 2013.
- [BKK⁺06] Arsen Babajanyan, Jongchul Kim, Songhui Kim, Kiejn Lee, and Barry Friedman. Sodium chloride sensing by using a near-field microwave microprobe. *Applied Physics Letters*, 89(18):183504, 2006.
- [BMK⁺10] Arsen Bababjanyan, Harutyun Melikyan, Seungwan Kim, Jongchel Kim, Kiejn Lee, and Barry Friedman. Real-time noninvasive measurement of glucose concentration using a microwave biosensor. *Journal of Sensors*, 2010, 2010.
- [BMMM04] Juan D. Baena, Ricardo Marqués, Francisco Medina, and Jesús Martel. Artificial magnetic metamaterial design by using spiral resonators. *Phys. Rev. B*, 69:014402, Jan 2004.
- [CA88] S. Caspi and J. Adelman. Design of combline and interdigital filters with tapped-line input. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 36(4):759–763, Apr 1988.
- [CAGLG MV18] P. Castillo-Aranibar, A. García-Lampérez, L. E. Garcia-Muñoz, and D. Segovia Vargas. Dual band-pass filter based on split ring resonators with controlled asymmetric response. *Submitted to Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2018.

BIBLIOGRAFÍA

- [CAGLSV⁺11] P. R. Castillo-Araníbar, A. García-Lampérez, D. Segovia-Vargas, M. Salazar-Palma, and S. Barbin. Multiple split-ring resonators for tri-band filter with asymmetric response. In *2011 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2011)*, pages 75–78, Oct 2011.
- [CAGLSV18] P. Castillo-Araníbar, A. García-Lampérez, and D. Segovia-Vargas. Split ring resonators with unequal rings and controllable asymmetric response. Submitted to IET Microwaves, antennas and propagation, 2018.
- [CAGLV18a] P. Castillo-Araníbar, A. García-Lampérez, and D. Segovia Vargas. A microwave sensor based on split ring resonator with dual resonance for dielectric characterization. *Submitted to IEEE sensor Journal*, 2018.
- [CAGLV18b] P. Castillo-Araníbar, A. García-Lampérez, and D. Segovia Vargas. Omnidirectional compact dual-band antenna based on dual-frequency unequal split ring resonators for wlan and wimax applications. *Progress In Electromagnetics Research PIER M*, 67:157–167, 2018.
- [CDG14] T. Chretiennot, D. Dubuc, and K. Grenier. Bi-frequency-based microwave liquid sensor for multiple solutes quantification in aqueous solution. In *2014 44th European Microwave Conference*, pages 287–290, Oct 2014.
- [CH04] K. Chang and L.H. Hsieh. *Microwave Ring Circuits and Related Structures*. Wiley Series in Microwave and Optical Engineering. Wiley, 2004.
- [CHW06] C. F. Chen, T. Y. Huang, and R. B. Wu. Design of dual- and triple-passband filters using alternately cascaded multiband resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(9):3550–3558, Sept 2006.
- [CKWY08] Y. C. Chang, C. H. Kao, M. H. Weng, and R. Y. Yang. A novel compact dual-band bandpass filter with a wide stopband using asymmetric sirs for wlans. In *2008 Asia-Pacific Microwave Conference*, pages 1–4, Dec 2008.
- [CKWY09] Y. C. Chang, C. H. Kao, M. H. Weng, and R. Y. Yang. Design of the compact dual-band bandpass filter with high isolation for gps/wlan

- applications. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 19(12):780–782, Dec 2009.
- [CLK06] C. S. Cho, J. W. Lee, and J. Kim. Dual- and triple-mode branch-line ring resonators and harmonic suppressed half-ring resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(11):3968–3974, Nov 2006.
- [CMK07] R.J. Cameron, R. Mansour, and C.M. Kudsia. *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications*. Wiley, 2007.
- [Col01] R.E. Collin. *Foundations for Microwave Engineering*. IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory. Wiley, 2001.
- [CRW15] X. Chen, W. Rhee, and Z. Wang. Low power sensor design for iot and mobile healthcare applications. *China Communications*, 12(5):42–54, May 2015.
- [CY10] Q. X. Chu and L. H. Ye. Design of compact dual-wideband antenna with assembled monopoles. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 58(12):4063–4066, Dec 2010.
- [CYLX06a] J. X. Chen, T. Y. Yum, J. L. Li, and Q. Xue. Dual-mode dual-band bandpass filter using stacked-loop structure. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 16(9):502–504, Sept 2006.
- [CYLX06b] J. X. Chen, T. Y. Yum, J. L. Li, and Q. Xue. Dual-mode dual-band bandpass filter using stacked-loop structure. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 16(9):502–504, Sept 2006.
- [DB07] D. Deslandes and F. Boone. Iterative design techniques for all-pole dual-bandpass filters. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 17(11):775–777, Nov 2007.
- [Din06] J. Ding. A harmonic suppression antenna using split ring resonators coupled with microstrip line. In *2006 7th International Symposium on Antennas, Propagation EM Theory*, pages 1–3, Oct 2006.
- [Eva11] D. Evans. The internet of things. how the next evolution of the internet is changing everything. *Cisco White Paper*, 2011.

BIBLIOGRAFÍA

- [FMR05] M. Farina, A. Morini, and T. Rozzi. On the derivation of coupled-line models from em simulators and application to mom analysis. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(11):3272–3280, Nov 2005.
- [Fra15] J. Fraden. *Handbook of Modern Sensors: Physics, Designs, and Applications*. Springer International Publishing, 2015.
- [FTW⁺16] A. A. Fathnan, Taufiqqurrachman, Y. N. Wijayanto, D. Mahmudin, and P. Daud. Electromagnetic coupling mechanism in vertical and horizontal srr-loaded coplanar waveguide. In *2016 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC)*, volume 01, pages 922–925, May 2016.
- [GBJ13] A. Genc, R. Baktur, and R. J. Jost. Dual-bandpass filters with individually controllable passbands. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 3(1):105–112, Jan 2013.
- [GC94] G. K. Gopalakrishnan and K. Chang. Novel excitation schemes for the microstrip ring resonator with lower insertion loss. *Electronics Letters*, 30(2):148–149, Jan 1994.
- [GG90] M. Guglielmi and G. Gatti. Experimental investigation of dual-mode microstrip ring resonators. In *1990 20th European Microwave Conference*, volume 1, pages 901–906, Sept 1990.
- [GGBG⁺05] J. J. Garcia-Garcia, J. Bonache, I. Gil, F. Martin, M. C. Velazquez-Ahumada, and J. Martel. Efficient area reduction in microstrip cross-coupled resonator filters by using split rings resonators and spiral resonators. In *2005 European Microwave Conference*, volume 2, pages 4 pp.–, Oct 2005.
- [GGJM⁺05] García-García, J., Martín, F., Baena, J. D., Marqués, R., and L. Jelinek. On the resonances and polarizabilities of split ring resonators. *Journal of Applied Physics*, 98(3):033103, 2005.
- [GK07] A. Gorur and C. Karpuz. Compact dual-band bandpass filters using dual-mode resonators. In *2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, pages 905–908, June 2007.
- [GLLRSPS04] A. Garcia-Lamperez, S. Llorente-Romano, M. Salazar-Palma, and T. K. Sarkar. Efficient electromagnetic optimization of microwave filters and multiplexers using rational models. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 52(2):508–521, Feb 2004.

- [GLSP06] A. García-Lampérez and M. Salazar-Palma. Dual band filter with split-ring resonators. In *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 519–522, June 2006.
- [GLSP11] A. García-Lamperez and M. Salazar-Palma. Single-band to multi-band frequency transformation for multiband filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 59(12):3048–3058, Dec 2011.
- [GN06] M. Gustafsson and S. Nordebo. Bandwidth, q factor, and resonance models of antennas. *Progress In Electromagnetics Research*, 62:1–20, 2006.
- [GRHMG⁺16] G. Galindo-Romera, F. Javier Herraiz-Martínez, M. Gil, J. J. Martínez-Martínez, and D. Segovia-Vargas. Submersible printed split-ring resonator-based sensor for thin-film detection and permittivity characterization. *IEEE Sensors Journal*, 16(10):3587–3596, May 2016.
- [GRLA⁺18] E. Garcia, A. Rivera-Lavado, K. Abdelmalak, P. Castillo-Aranibar, D. Segovia Vargas, D. Gonzalez-Ovejero, S. Hisatake F. Vandijk, T. Nagatsuma, E. Brown, and G. Carpintero. Photonic-based integrated sources and antenna arrays for broadband wireless links in terahertz communications. *Semiconductor Science and Technology*, 2018.
- [GRSS13] G. Gennarelli, S. Romeo, M. R. Scarfi, and F. Soldovieri. A microwave resonant sensor for concentration measurements of liquid solutions. *IEEE Sensors Journal*, 13(5):1857–1864, May 2013.
- [HC91] C. Ho and K. Chang. Mode phenomenons of the perturbed annular ring elements. Technical report, Texas A&M University Report, College Station, September 1991.
- [HL04] J.S.G. Hong and M.J. Lancaster. *Microstrip Filters for RF / Microwave Applications*. Wiley Series in Microwave and Optical Engineering. Wiley, 2004.
- [HRJ⁺14] M. Heinisch, E. K. Reichel, B. Jakoby, T. Voglhuber-Brunnmaier, and I. Dufour. Investigation of higher mode excitation of resonant mass density and viscosity sensors. In *IEEE SENSORS 2014 Proceedings*, pages 249–252, Nov 2014.

BIBLIOGRAFÍA

- [Hua09] F. Huang. Dual-band superconducting spiral filters including narrow bandstop notches. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(5):1188–1195, May 2009.
- [JL05] Suk-Hyung Jang and Jong-Chul Lee. Design of novel cross-coupling elliptic function filters with the miniaturized edge-coupled split ring resonators. *Microwave and Optical Technology Letters*, 45(6):495–499, 2005.
- [JRO13] C. Jouvaud, J. D. Rosny, and A. Ourir. Adaptive metamaterial antenna using coupled tunable split-ring resonators. *Electronics Letters*, 49(8):518–519, April 2013.
- [JT04] Jen-Yea Jan and Liang-Chih Tseng. Small planar monopole antenna with a shorted parasitic inverted-l wire for wireless communications in the 2.4-, 5.2-, and 5.8-ghz bands. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52(7):1903–1905, July 2004.
- [KEG08] C. Karpuz, G. Murat Eryilmaz, and A. Gorur. Dual-mode dual-band microstrip square loop resonators and filters. In *2008 Asia-Pacific Microwave Conference*, pages 1–4, Dec 2008.
- [Kil15] P. Kildal. *Foundations of Antenna Engineering: A Unified Approach for Line-of-sight and Multipath*. Artech House, 2015.
- [KJ15] S. Kulkarni and M. S. Joshi. Design and analysis of shielded vertically stacked ring resonator as complex permittivity sensor for petroleum oils. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 63(8):2411–2417, Aug 2015.
- [KL99] R. S. Kwok and Ji-Fuh Liang. Characterization of high-q resonators for microwave filter applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(1):111–114, Jan 1999.
- [KL07] B. Kapilevich and B. Litvak. Microwave sensor for accurate measurements of water solution concentrations. In *2007 Asia-Pacific Microwave Conference*, pages 1–4, Dec 2007.
- [KMM⁺15] F. Kasem, H. Moghadas, P. Mousavi, M. Al-Husseini, K. Kaba-lan, A. Elhajj, and Y. Nasser. A multi-band-reconfigurable antenna using split-ring resonators. In *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pages 2269–2270, July 2015.

- [KNA04] J. Konpang, A. Namahoot, and P. Akkaraekthalin. A wide-band bandpass filter using properties of microstrip open-loop resonators with outer tuning stubs. In *2004 IEEE Region 10 Conference TENCON 2004.*, volume C, pages 624–627 Vol. 3, Nov 2004.
- [Kup06] K. Kupfer. *Electromagnetic Aquametry: Electromagnetic Wave Interaction with Water and Moist Substances*. Springer Berlin Heidelberg, 2006.
- [KZO⁺02] L. F. Knockaert, D. De Zutter, F. Olyslager, E. Laermans, and J. De Geest. Recovering lossy multiconductor transmission line parameters from impedance or scattering representations. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 25(2):200–205, May 2002.
- [Lam07] A. G. Lamperez. Analytical synthesis algorithm of dual-band filters with asymmetric pass bands and generalized topology. In *2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, pages 909–912, June 2007.
- [LBS07] V. Lunot, S. Bila, and F. Seyfert. Optimal synthesis for multi-band microwave filters. In *2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, pages 115–118, June 2007.
- [LC08] X. Q. Lin and T. J. Cui. Controlling the bandwidth of split ring resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 18(4):245–247, April 2008.
- [LCL14] Y. H. Lo, L. J. Chen, and K. H. Lin. Design of dual-band bandpass filter using stub-loaded resonator with source-load coupling and spur-line at 2.45/5.5 ghz for wlan applications. In *2014 IEEE International Workshop on Electromagnetics (iWEM)*, pages 193–194, Aug 2014.
- [LDL⁺06] Shih-Cheng Lin, Pu-Hua Deng, Yo-Shen Lin, Chi-Hsueh Wang, and Chun Hsiung Chen. Wide-stopband microstrip bandpass filters using dissimilar quarter-wavelength stepped-impedance resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(3):1011–1018, March 2006.
- [LF94] S. L. Lu and A. M. Ferendeci. Coupling modes of a ring resonator side coupled to a microstrip line. *Electronics Letters*, 30(16):1314–1315, Aug 1994.

BIBLIOGRAFÍA

- [LFM⁺16] L. Lizzi, F. Ferrero, P. Monin, C. Danchesi, and S. Boudaud. Design of miniature antennas for iot applications. In *2016 IEEE Sixth International Conference on Communications and Electronics (IC-CE)*, pages 234–237, July 2016.
- [LS07] J. Lee and K. Sarabandi. A synthesis method for dual-passband microwave filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(6):1163–1170, June 2007.
- [LSP02] A. G. Lamperez, T. K. Sarkar, and M. S. Palma. Filter model generation from scattering parameters using the cauchy method. In *2002 32nd European Microwave Conference*, pages 1–4, Sept 2002.
- [LUY04] Juseop Lee, Man Seok Uhm, and In-Bok Yom. A dual-passband filter of canonical structure for satellite applications. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 14(6):271–273, June 2004.
- [LVM09] L. Lizzi, F. Viani, and A. Massa. Dual-band spline-shaped pcb antenna for wi-fi applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 8:616–619, 2009.
- [LY08] X. C. Lin and C. C. Yu. A dual-band cpw-fed inductive slot-monopole hybrid antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(1):282–285, Jan 2008.
- [LY15] Yingsong Li and Wenhua Yu. A miniaturized triple band monopole antenna for wlan and wimax applications. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2015, 2015. Article ID 146780.
- [Mac13] G. Macchiarella. Equi-ripple synthesis of multiband prototype filters using a remez-like algorithm. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 23(5):231–233, May 2013.
- [MAF⁺10a] O. E. Mrabet, M. Aznabet, F. Falcone, M. Essaaidi, and M. Sorolla. A compact antenna based on split ring resonator. In *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, pages 1–3, April 2010.
- [MAF⁺10b] O. E. Mrabet, M. Aznabet, F. Falcone, M. Essaaidi, and M. Sorolla. A compact antenna based on split ring resonator. In *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, pages 1–3, April 2010.

- [Mal00] L. G. Maloratsky. Reviewing the basics of microstrip lines. *Micro-waves and RF*, pages 78–88, 2000.
- [MCE⁺90] D. Misra, M. Chhabra, B. R. Epstein, M. Microtznik, and K. R. Foster. Noninvasive electrical characterization of materials at microwave frequencies using an open-ended coaxial line: test of an improved calibration technique. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 38(1):8–14, Jan 1990.
- [MG00] J. R. Montejo-Garai. Synthesis of n-even order symmetric filters with n transmission zeros by means of source-load cross coupling. *Electronics Letters*, 36(3):232–233, Feb 2000.
- [MHS94] G. L. Matthaei and G. L. Hey-Shipton. Concerning the use of high-temperature superconductivity in planar microwave filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 42(7):1287–1294, Jul 1994.
- [ML13] N. M. Mahyuddin and N. L. A. Latif. Design of a 10 ghz low phase noise oscillator using split-ring resonator array. In *2013 IEEE International RF and Microwave Conference (RFM)*, pages 300–305, Dec 2013.
- [MM08] P. Mondal and M. K. Mandal. Design of dual-band bandpass filters using stub-loaded open-loop resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 56(1):150–155, Jan 2008.
- [MMFJ07] U. Moller, H. Merbold, J. R. Folkenberg, and P. U. Jepsen. Determination of alcohol- and sugar concentration in aqueous solutions using reflection terahertz time-domain spectroscopy. In *2007 Joint 32nd International Conference on Infrared and Millimeter Waves and the 15th International Conference on Terahertz Electronics*, pages 289–290, Sept 2007.
- [MMMM03] R. Marques, F. Mesa, J. Martel, and F. Medina. Comparative analysis of edge- and broadside- coupled split ring resonators for metamaterial design - theory and experiments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(10):2572–2581, Oct 2003.
- [MMREI02] Ricardo Marqués, Francisco Medina, and Rachid Rafii-El-Idrissi. Role of bianisotropy in negative permeability and left-handed metamaterials. *Phys. Rev. B*, 65:144440, Apr 2002.

BIBLIOGRAFÍA

- [MMS11] R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla. *Metamaterials with Negative Parameters: Theory, Design and Microwave Applications*. Wiley Series in Microwave and Optical Engineering. Wiley, 2011.
- [MPK15] J. Malik, A. Patnaik, and M. V. Kartikeyan. A compact dual-band antenna with omnidirectional radiation pattern. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 14:503–506, 2015.
- [MT05] G. Macchiarella and S. Tamiazzo. Design techniques for dual-passband filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(11):3265–3271, Nov 2005.
- [MY13] M. Makimoto and S. Yamashita. *Microwave Resonators and Filters for Wireless Communication: Theory, Design and Application*. Springer Berlin Heidelberg, 2013.
- [MYJ64] G.L. Matthaei, L. Young, and E.M.T. Jones. *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*. Number v. 1 in Artech House microwave library. McGraw-Hill, 1964.
- [Nar14] P. M. Narayanan. Microstrip transmission line method for broadband permittivity measurement of dielectric substrates. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62(11):2784–2790, Nov 2014.
- [Nel73] S. O. Nelson. Electrical properties of agricultural products. a critical review. *Transactions of the ASAE*, 16:384–400, 1973.
- [Nel15] S. Nelson. *Dielectric Properties of Agricultural Materials and their Applications*. Elsevier Science, 2015.
- [NK14] P. V. Naidu and R. Kumar. Design of a compact acs-fed dual band antenna for bluetooth/wlan and wimax applications. *Progress In Electromagnetics Research C*, 55:63–72, 2014.
- [NK15] V. Praveen Naidu and Raj Kumar. Design of compact dual-band/tri-band cpw-fed monopole antennas for wlan/wimax applications. *Wireless Personal Communications*, 82(1):267–282, May 2015.
- [NW12] A. Naji and P. Warr. Independence of the unloaded Q of a planar electromagnetic resonator from its shape. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 60(8):2370–2377, Aug 2012.

- [PAG⁺13] M. R. Palattella, N. Accettura, L. A. Grieco, G. Boggia, M. Dohler, and T. Engel. On optimal scheduling in duty-cycled industrial iot applications using ieee802.15.4e tsch. *IEEE Sensors Journal*, 13(10):3655–3666, Oct 2013.
- [PB04] B. R. Piper and M. E. Bialkowski. Electromagnetic modeling of conformal wideband and multi-band patch antennas by bridging a solid-object modeler with mom software. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 46(5):42–52, Oct 2004.
- [PdP10] J. Marin P. de Paco, O. Menéndez. Dual-band filter using non-bianisotropic split-ring resonators. *Progress In Electromagnetics Research Letters*, 13:51–58, 2010.
- [PHRS99] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart. Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(11):2075–2084, Nov 1999.
- [PLJC14] C. Perera, C. H. Liu, S. Jayawardena, and M. Chen. A survey on internet of things from industrial market perspective. *IEEE Access*, 2:1660–1679, 2014.
- [Pon61] C. Y. Pon. Hybrid-ring directional coupler for arbitrary power divisions. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 9(6):529–535, November 1961.
- [Poz04] D.M. Pozar. *Microwave Engineering*. Wiley, 2004.
- [PXQ15] J. Pu, F. Xu, and S. Qiu. A compact coplanar waveguide stop-band filter based on novel single split-ring resonators. In *2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, volume 2, pages 1–3, Dec 2015.
- [PZCG14] C. Perera, A. Zaslavsky, P. Christen, and D. Georgakopoulos. Context aware computing for the internet of things: A survey. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 16(1):414–454, First 2014.
- [Riz88] P.A. Rizzi. *Microwave Engineering: Passive Circuits*. Passive Circuits. Prentice Hall, 1988.
- [RMG03] D. C. Rebenague, A. A. Melcon, and M. Guglielmi. A new simple microstrip open-loop resonators filter for high selectivity applications. In *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003*, volume 3, pages 1603–1606 vol.3, June 2003.

BIBLIOGRAFÍA

- [RS17] S. Rao and R. Shorey. Efficient device-to-device association and data aggregation in industrial iot systems. In *2017 9th International Conference on Communication Systems and Networks (COMSNETS)*, pages 314–321, Jan 2017.
- [SCW02] Chih-Ming Su, Hong-Twu Chen, and Kin-Lu Wong. Printed dual-band dipole antenna with u-slotted arms for 2.4/5.2 ghz wlan operation. *Electronics Letters*, 38(22):1308–1309, Oct 2002.
- [SCY13] X. L. Sun, S. W. Cheung, and T. I. Yuk. Compact dual-band monopole antenna for 2.4/3.5ghz wimax applications. *Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings*, pages 487–489, 2013.
- [SJA17] K. T. Muhammed Shafi, A. K. Jha, and M. J. Akhtar. Improved planar resonant rf sensor for retrieval of permittivity and permeability of materials. *IEEE Sensors Journal*, 17(17):5479–5486, Sept 2017.
- [SMPJ12] M. Schueler, C. Mandel, M. Puentes, and R. Jakoby. Metamaterial inspired microwave sensors. *IEEE Microwave Magazine*, 13(2):57–68, March 2012.
- [SMZL15] Z. Sheng, C. Mahapatra, C. Zhu, and V. C. M. Leung. Recent advances in industrial wireless sensor networks toward efficient management in iot. *IEEE Access*, 3:622–637, 2015.
- [SP16] S. K. Sharma and C. W. Park. A dual band-notched ultra wideband antenna using split ring resonators. In *2016 URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSI AP-RASC)*, pages 1586–1589, Aug 2016.
- [SSA13] M. Shete, M. Shaji, and M. J. Akhtar. Design of a coplanar sensor for rf characterization of thin dielectric samples. *IEEE Sensors Journal*, 13(12):4706–4715, Dec 2013.
- [SSBTP11] M. A. Sanchez-Soriano, E. Bronchalo, and G. Torregrosa-Penalva. Parallel-coupled line filter design from an energetic coupling approach. *IET Microwaves, Antennas Propagation*, 5(5):568–575, April 2011.
- [SWNL12] X. Shang, Y. Wang, G. L. Nicholson, and M. J. Lancaster. Design of multiple-passband filters using coupling matrix optimisation. *IET Microwaves, Antennas Propagation*, 6(1):24–30, January 2012.

- [SZ05] Sheng Sun and Lei Zhu. Compact dual-band microstrip bandpass filter without external feeds. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 15(10):644–646, Oct 2005.
- [SZ07] S. Sun and L. Zhu. Wideband microstrip ring resonator bandpass filters under multiple resonances. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(10):2176–2182, Oct 2007.
- [TH04] Lin-Chuan Tsai and Ching-Wen Hsue. Dual-band bandpass filters using equal-length coupled-serial-shunted lines and z-transform technique. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(4):1111–1117, April 2004.
- [Tro69] P. Troughton. Measurement techniques in microstrip. *Electronics Letters*, 5(2):25–26, January 1969.
- [TTDY14] H. Torun, F. C. Top, G. Dundar, and A. D. Yalcinkaya. A split-ring resonator-based microwave sensor for biosensing. In *2014 International Conference on Optical MEMS and Nanophotonics*, pages 159–160, Aug 2014.
- [VCF09] J. Volakis, C.C. Chen, and K. Fujimoto. *Small Antennas: Miniaturization Techniques & Applications*. McGraw-Hill Education, 2009.
- [WK71] I. Wolff and N. Knoppik. Microstrip ring resonator and dispersion measurement on microstrip lines. *Electronics Letters*, 7(26):779–781, December 1971.
- [Wol72] I. Wolff. Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a microstrip ring resonator. *Electronics Letters*, 8(12):302–303, June 1972.
- [WR67] E. T. Whittaker and G. Robinson. *The calculus of observations: An introduction to numerical analysis*. Dover Publications, 1967.
- [WWS07] M. H. Weng, H. W. Wu, and Y. K. Su. Compact and low loss dual-band bandpass filter using pseudo-interdigital stepped impedance resonators for wlans. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 17(3):187–189, March 2007.
- [XHL14] L. D. Xu, W. He, and S. Li. Internet of things in industries: A survey. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 10(4):2233–2243, Nov 2014.

BIBLIOGRAFÍA

- [Yaw12] Kuek Chee Yaw. Measurement of dielectric material properties application note. Rac0607 1 4e, Rohde & Schwarz, 2012.
- [YXH⁺15] X. Yu, Z. X. Xu, Y. Y. Hu, J. Le-Wei Li, and S. Sun. Synthesis of dual-band filters with an arbitrary load and asymmetric responses. In *2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, volume 3, pages 1–3, Dec 2015.
- [ZCXH10] X. Y. Zhang, C. H. Chan, Q. Xue, and B. J. Hu. Dual-band band-pass filter with controllable bandwidths using two coupling paths. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 20(11):616–618, Nov 2010.
- [ZIKP10] A. Zakharov, M. Ilchenko, V. Karnauh, and L. Pinchuk. Q-factor of microstrip resonators with high dielectric substrates. In *20th International Crimean Conference Microwave Telecommunication Technology*, pages 661–662, Sept 2010.
- [ZILM05] Zhijun Zhang, M. F. Iskander, J. C. Langer, and J. Mathews. Dual-band wlan dipole antenna using an internal matching circuit. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(5):1813–1818, May 2005.
- [ZX07] X. Y. Zhang and Q. Xue. Novel dual-mode dual-band filters using coplanar-waveguide-fed ring resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(10):2183–2190, Oct 2007.